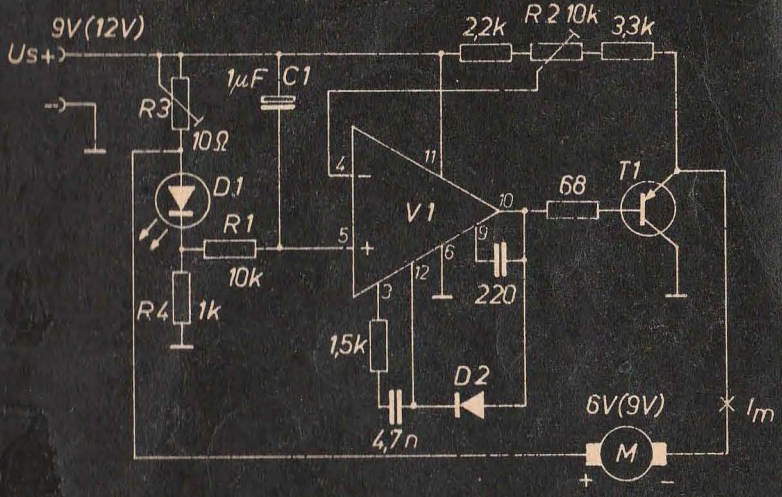
amateurreihe

electronica



Hagen Jakubaschk

182

Elektronik-schaltungen mit dem Operations-verstärker A 109

electronica · Band 182

HAGEN JAKUBASCHK

Elektronikschaltungen mit dem Operationsverstärker *A 109*

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1980, 1.—20. Tausend
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1980
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Hans-Georg Hauptvogel
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Ingeborg Kern · Korrektor: Ilse Fähndrich
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. Dezember 1979
Bestellnummer: 746 212 2
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Optoelektronische Anwendungen (Lichtschranken und Lichtempfänger) 8

1.1. Lichtschrankenempfänger und Dämmerungsschalter für Fotowiderstände und Selenfotoelemente 8

1.2. Lichtempfänger für Fotodioden 12

1.3. Lichtempfänger mit automatischer Helligkeitsanpassung 15

1.4. Lichtempfänger mit Kompensation der Grundhelligkeit 17

1.5. Triggerschaltstufen für Lichtempfänger 19

2. Meß- und Prüfgeräte 22

2.1. RC-Meßbrücke nach dem Wheatstoneschen Prinzip 22

2.2. Linear anzeigendes Ohmmeter als Vielfachmesserzusatz 28

2.3. Linear anzeigender Stromverstärkungsfaktor für Siliziumtransistoren 31

2.4. Linear anzeigender mV-NF-Tastkopfzusatz zum Vielfachmesser 34

2.5. HF-mV-Tastkopfzusatz zum Vielfachmesser 36

2.6. Logarithmisch anzeigender HiFi-NF-Pegelmesser .. 38

2.7. Elektronisches Fieberthermometer mit Heißleiterfühler 42

2.8. Luftströmungsgeschwindigkeits-Meßgerät (Anaemometer) 44

3. Speiseschaltungen 47

3.1. Speisung von *A 109* aus einer einzigen Betriebsspannung 47

3.2. Dualspeisespannungsgerät 48

3.3. Konstantstromquellen 53

3.4. Stromspiegel 57

3.5. Akkumulatorladegerät mit Abschaltautomatik 59

3.6. Speisespannungsbooster für Verstärker mit großem Aussteuerbereich 64

4. Empfänger- und Verstärkeranwendungen 69
4.1. Gleichspannungsgesteuerte NF-Verstärkung 69
4.2. NF-Verstärkungs- und Dämpfungsstufe mit digitaler Pegelwahl 72
4.3. Digital umschaltbarer NF-Phaseninverter 74
4.4. Gleichspannungsgesteuerter NF-Phasenschieber ... 76
4.5. UKW-Abstimmindikator mit Leuchtdioden 78
4.6. Pilottonunabhängige NF-Stereosignalanzeige 79

5. Beispiele für sonstige Anwendungen 85
5.1. Universeller Fensterdiskriminator 85
5.2. Stromfühler (Strom-Spannungs-Wandler) 89
5.3. Motordrehzahlregler für Magnetbandantriebe 91
5.4. NF-Pegelspitzenanzeiger (Übersteuerungskontrolle) 93
5.5. Nachbildung einer variablen Kapazität 95

Literatur 98

Vorwort

Der integrierte Schaltkreis *A 109* steht seit geraumer Zeit auch dem Amateur preiswert zur Verfügung, er enthält einen universell verwendbaren Operationsverstärker. Grundlagen, Daten und Innenschaltung des *A 109*, der sowohl als *A 109 D* im bekannten 14poligen DIL-Plastgehäuse (Paralleltyp mit enger tolerierten Kenndaten: *B 109 D*) wie auch preisgünstig als „Basteltyp" *R 109 D* (Exemplare der regulären Fertigungsserie mit geringfügig größeren Datenstreuungen) im Handel ist, wurden bereits im Band 170 dieser Reihe ([1]) eingehend behandelt. Die vorliegende Broschüre soll [1] unmittelbar fortsetzen und ergänzen. Auf Eigenschaften, Kenndaten usw. des *A 109* wird deshalb nicht nochmals eingegangen; das in [1] dargebotene Material wird im folgenden als bekannt vorausgesetzt. Aus Umfangsgründen konnte in [1] nur ein Teil der möglichen Anwendungsbeispiele vorgestellt werden. Diesen Anwendungen – sie werden nachfolgend zur Orientierung des Lesers stichwortartig genannt – schließen sich in diesem Heft weitere und ergänzende Schaltbeispiele an, die die Vielseitigkeit des *A 109* belegen und dem Amateur insbesondere im Bereich der allgemeinen Elektronik weitere Anwendungsmöglichkeiten eröffnen. Alle beschriebenen Schaltbeispiele lassen sich außer mit dem *A 109* und dem *B 109* (der das Plastgehäuse kennzeichnende Kennbuchstabe D wird im folgenden weggelassen) auch mit dem „Basteltyp" *R 109* sowie den gelegentlich aus Importen erhältlichen Äquivalenttypen der internationalen Kennziffer „709" (zum Teil auch mit den neueren OPV-Typen des internationalen Typs „741", ebenfalls weit verbreitet) realisieren. [1] enthält hierzu neben den Daten auch eine Typenvergleichsliste. Der vorliegende Band stellt somit eine ergänzende (jedoch in sich geschlossene) Sammlung von Applikationsbeispielen für den Operationsverstärker (OPV) *A 109* dar. [1] enthält neben allgemeinen Anwendungshinweisen: Schaltbeispiele für Gleich- und Wechselspannungsverstärker (für allgemeine Zwecke; mit hohem Eingangswiderstand; Impedanzwandler; Meßverstärker für Volt- und Mikroamperemeter; Temperaturmeßgerät), Leistungsverstärker (NF-Verstärker) sowie Klang-

regler, Filter, Hoch- und Tiefpaßschaltungen insbesondere für HiFi-NF-Anlagen, Rausch- und Rumpelfilter, ferner Referenzspannungsquellen und Spannungsstabilisierschaltungen, Sinus- und Impulsgeneratoren, monostabile Kippschaltungen, Trigger, Komparatoren und Schaltungen für aktive Gleichrichter (im mV-Gebiet einsetzbar). Die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten des *A 109* in der NF-Technik und Elektroakustik werden außerdem eingehend in [2] behandelt, sie fehlen deshalb im vorliegenden Band zugunsten anderer Anwendungen ebenfalls.

Bei den im folgenden vorgestellten Schaltbeispielen wurden zur schnelleren Übersicht beim Nachbau die Anschlußstiftnummern des *A 109* (sie werden in der für DIL-Schaltkreise üblichen Weise gezählt, dazu vergleiche auch [3]) mit angegeben. Ebenso sind immer die Bauelemente für die stets notwendige Frequenzgangkompensation ([1]) mit eingezeichnet, da sie in einigen Fällen von der in [1] dafür angegebenen tabellarischen Klassifizierung abweichen. Der Amateur, der bereits einige grundsätzliche Erfahrung im Umgang mit Schaltkreisen hat, kann damit auch ohne Zuhilfenahme von [1] die hier gezeigten Schaltbeispiele realisieren. Man muß jedoch beachten, daß der *A 109* grundsätzlich an seinen Speisespannungsanschlüssen $+U_S$ und $-U_S$ mit je einem Kondensator (Keramiktyp, 10 bis 33 nF) gegen Masse abzublocken ist (Prinzip des „Stützkondensators" nach [3]), da sonst eine Schwingneigung (Selbsterregung) nicht ausgeschlossen werden kann. Diese Kondensatoren wurden aus Gründen besserer Übersichtlichkeit nicht in allen Bildern eingezeichnet. Auch wenn sie nicht dargestellt sind, muß man sie *stets* möglichst dicht an den Schaltkreisanschlüssen vorsehen. Wird nur eine Speisespannung benutzt ($-U_S \triangleq$ Stift 6 $\triangleq$ Masse), ist demzufolge ein solcher Kondensator zwischen Stift 11 + U_S) und Stift 6 erforderlich. Die Speisespannungen $+U_S$ und $-U_S$ sollten im allgemeinen stabilisiert sein. Oft genügt dazu bereits eine einfache Z-Dioden-Stabilisierung, jedoch soll (sofern nichts anderes angegeben ist) immer $|+U_S| = |-U_S|$ sein. Der gemeinsame Nullpunkt für die beiden betragsgleichen Speisespannungen ist stets Masse. Die in einigen Bildern angegebenen Betriebsspannungsbereiche (z. B. $+U_S =$ 9 bis 15 V) sind als Wahlbereich anzusehen, innerhalb welcher die Schaltung einwandfrei arbeitet; die gewählte Spannung sollte dann jedoch konstant gehalten werden. Die Schaltungen lassen sich durch die dafür in [1], [3] und im vorliegenden Band (Ab-

schnitt 3.1. und Abschnitt 3.2.) angegebenen Möglichkeiten oder andere geeignete Spannungsquellen speisen, hierauf wird in diesem Band ebenfalls nicht näher eingegangen.
Um möglichst vielen Lesern Anregungen zu bieten, würden im folgenden neben einfachen, unkritischen Anwendungen auch einige umfangreichere Schaltbeispiele und einige unkonventionelle, von den inzwischen bekannten Standardanwendungen abweichende Schaltungslösungen mit aufgenommen. Sie sind als mögliche Anregungen zu verstehen; eine eventuell notwendige Umdimensionierung kann der erfahrene Amateur selbst vornehmen, wenn er die in [1] gegebenen allgemeinen Hinweise und Eigenschaften des *A 109* beachtet.

Nahmitz, im Juli 1979 *Hagen Jakubaschk*

1. Optoelektronische Anwendungen (Lichtschranken und Lichtempfänger)

1.1. Lichtschrankenempfänger und Dämmerungsschalter für Fotowiderstände und Selenfotoelemente

Die Verwendung von Fotowiderständen oder Selenfotoelementen (die oft billig erhältlich oder z. B. aus älteren, defekten Fotobelichtungsmessern auszubauen sind) hat für den Amateur immer dann Vorteile, wenn keine schnellen Schaltvorgänge erforderlich sind (Fotowiderstände und Selenelemente sind träger als Fototransistoren und Fotodioden!), aber der Einfluß der Umgebungstemperatur auf den Lichtempfänger (temperaturabhängiger Reststrom bzw. Dunkelstrom!) stören würde, und wenn empfängerseitig keine Lichtbündelung (Sammellinse) erforderlich ist. Eine Lichtbündelung scheidet wegen der relativ großen wirksamen Fläche bei Fotowiderständen oft, bei Selenelementen immer aus. Eine typische Anwendung dieser Art ist der bekannte Dämmerungsschalter (Wohnraumbeleuchtungen; im Auto als Kfz-Parklichtautomatik usw.). Bild 1.1 zeigt eine allgemein verwendbare Empfängerschaltung. Am Eingang E wird der später

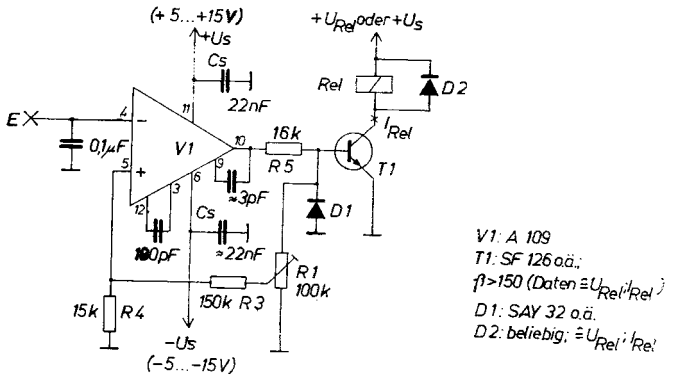
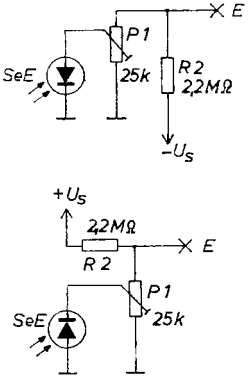


Bild 1.1: Lichtschrankenempfänger für Fotodioden und Fotowiderstände, *R*5 richtig 1,6 kΩ

noch näher behandelte Lichtempfänger angeschlossen. Der Ausgang des *A 109* (V1) schaltet mit T1 ein Relais. Es kann entweder von $+U_S$ mitversorgt oder – je nach Relaisdaten und Anwendungszweck – aus eigener Relaisbetriebsspannung $+U_{Rel}$ gespeist werden. T1 ist datenmäßig nach dem vorgesehenen Relais zu wählen. Im allgemeinen eignen sich dazu die Typen *SF 126* und *SF 127* (D ... F). Bei derartigen Lichtempfängern muß das Relais auch bei langsamen Lichtstärkeänderungen schlagartig schalten und darf im Übergangsbereich (Schwellwert) nicht flattern. Deshalb wird dem V1 über seinen nichtinvertierenden Eingang (5) Triggerverhalten gegeben. Mit *R*1 läßt sich die Triggerhysterese ([1]) – Differenz zwischen den Eingangsspannungswerten für Anzug und Abfall des Relais – zwischen −70 mV und +70 mV einstellen; der günstigste Wert richtet sich nach der jeweiligen praktischen Anwendung und wird durch Versuch ermittelt. Bei gleichbleibenden Einsatzbedingungen (z. B. Kfz-Parklichtschalter) wird *R*1 nicht benötigt, wenn man *R*3 unmittelbar an T1, D1 anschließt und seinen Wert einmalig für die gewünschte Triggerhysterese erprobt. Der Wert für *R*3 kann dann zwischen 100 kΩ und 3 MΩ liegen. Bild 1.2 zeigt Eingangsschaltungen zu Bild 1.1 für die Anwendung mit Selenfotoelementen. Die Arbeitsweise hängt hierbei von der Polung des Selen-

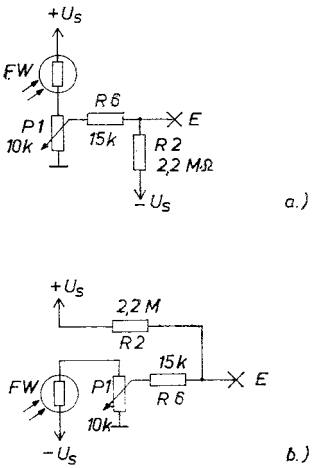


SeE: Selen-Fotoelement
z.B. Typ „SeH 13x26" o.ä.

Bild 1.2:
Eingangsschaltungen für Bild 1.1; a — Dämmerungsschalter (Relais zieht, wenn Selenelement dunkel), b — Relais zieht an, wenn SeE hell

elements SeE ab. Das Selenelement wirkt als Spannungsquelle und hebt mit seiner durch Lichteinfall erzeugten Spannung eine über $R2$ eingeführte Gegenspannung auf (deshalb sollte $+U_S$ bzw. $-U_S$ stabilisiert sein, da deren Wert direkt in die Ansprechschwelle eingeht!). Mit $P1$ wird die Ansprechschwelle (Lichtempfindlichkeit) entsprechend dem Einsatzzweck eingestellt. Bei der Polung des Selenelements nach Bild 1.2a arbeitet das Gerät als Dämmerungsschalter, d. h., Rel (Bild 1.1) zieht an, wenn SeE abgedunkelt wird. Bei der Polung nach Bild 1.2b zieht Rel an, wenn Licht auf SeE fällt. Je nach Anwendung und den Daten der für V1 (Bild 1.1) und SeE benutzten Bauelemente kann $R2$ im Wert abgeändert werden (1 bis 4,7 MΩ), falls sich mit $P1$ kein ausreichender Einstellbereich ergibt.

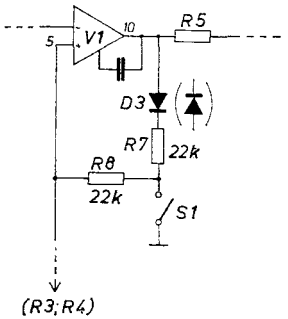
Die Eingangsschaltung für Fotowiderstände zeigt Bild 1.3, wiederum für Dämmerungsschalter (Rel zieht an, wenn FW abgedunkelt wird; Bild 1.3a) oder mit umgekehrtem Verhalten (Bild 1.3b). Diese Schaltung kann man mit jedem WF-Typ realisieren. Mit abgeänderten Werten für $R2$ (wenn nötig, auch $R6$) ist eine Anpassung an gerade greifbare Fotowiderstände möglich.



FW: CdS-Fotowiderstand Typ WK 65037 o.ä.

Bild 1.3: Eingangsschaltungen mit Fotowiderstand für Bild 1.1, Verhalten wie bei Bild 1.2

In vielen Fällen (Sicherungslichtschranken u. ä.; Schutzvorrichtungen an Maschinen) ist bei Lichtschranken eine Selbsthaltung erforderlich, d. h., das einmal angezogene Relais muß auch nach Wiederkehr des ursprünglichen Zustands angezogen bleiben, bis es von Hand rückgestellt wird. Man erreicht das bei der Schaltung nach Bild 1.1 am einfachsten durch extreme Vergrößerung der Triggerhysterese, indem die Schaltung nach Bild 1.1 mit dem Zusatz nach Bild 1.4 erweitert wird. Bei geschlossenem S1 ist die Selbsthaltung außer Betrieb, bzw. sie wird aufgehoben. Wenn S1 offen ist, besteht nach Umschalten des V1 auf positive Ausgangsspannung über D3, *R*7, *R*8 eine extrem starke positive Rückkopplung, die die Referenzspannung an (5) des V1 so weit erhöht, daß V1 nicht mehr zurückschalten kann. Wünscht man die umgekehrte Betriebsweise (Relais im Normalzustand angezogen, Selbsthaltung für abgefallenes Relais erforderlich), wird D3 in der in Klammern gezeichneten Polung eingesetzt (Anode nach *R*7). Wenn die Schaltung bestimmungsgemäß ausschließlich mit Selbsthaltung benutzt wird (Sicherungs- und Schutzlichtschranken) – S1 ist dann eine nichtrastende Drucktaste! –, können in Bild 1.1 *R*1 und *R*3 entfallen.



D3: SAY 32 o.ä.

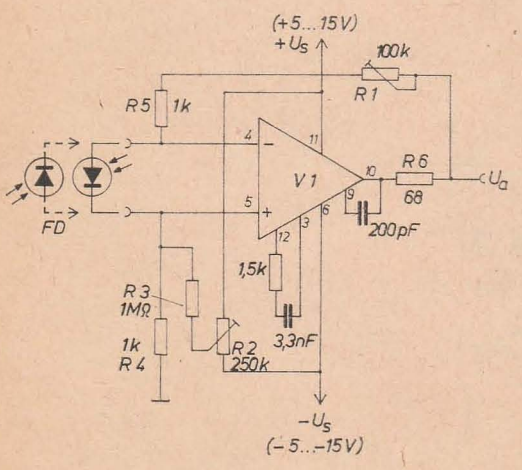
Bild 1.4:
Zusätzliche Selbsthalteschaltung zu Bild 1.1

1.2. Lichtempfänger für Fotodioden

Zusammen mit dem *A 109* lassen sich auch Fotodioden (*SP 101* u. ä.) sehr gut für Lichtschranken verwenden, insbesondere wenn für größere Lichtschrankenlängen die bekannte empfängerseitige Lichtbündelung mit Sammellinse notwendig wird. Man betreibt die Fotodiode dabei als Fotoelement und arbeitet näherungsweise im Kurzschlußbetrieb (Unterschied zu den „klassischen", dem Amateur aus der diskreten Schaltungstechnik bekannten Varianten, bei denen Fotodioden mit Vorspannung betrieben werden!). Dies hat erhebliche Vorteile:

- Der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Fotodiodenstrom ist in weitem Bereich gut linear.
- Die Fotodiode ergibt in dieser Betriebsweise nur sehr geringen Umgebungstemperatureinfluß.
- Der Temperaturkoeffizient der Fotodiode geht praktisch nicht merklich in die eingestellte Ansprechschwelle ein, so daß sich mit diesem Lichtempfänger auch eine gute Temperaturstabilität ergibt.

Bild 1.5 zeigt die Schaltung des entsprechenden Lichtempfängers

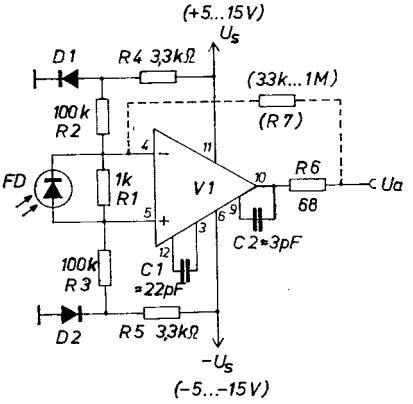


V1: A 109
FD: Fotodiode; SP 101 o.ä.

Bild 1.5: Lichtempfängerschaltung für Fotodiode

mit Fotodiode FD. Je nach Polung der Fotodiode wird die – bei abgedunkelter Diode auf Null eingestellte – Ausgangsspannung U_a bei Lichteinfall negativ (FD-Anode an Stift 4 des V1) oder positiv (Katode nach Stift 4). Wenn eine am Ausgang bei U_a nachgeschaltete Relaisschaltstufe (z. B. nach Bild 1.9) auf positive Spannung an U_a reagiert, kann mit entsprechender Polung der Fotodiode sowohl Anzug als auch Abfall des Relais bei Lichteinfall auf FD erreicht werden. Zu beachten ist, daß die Ausgangsspannung U_a im Übergangs- (Schwellwert-) Bereich „schleichendes" Verhalten zeigt, sich also nicht schlagartig ändert. Für Relaissteuerung u. ä. sollte man daher eine Triggerschaltstufe (z. B. nach Abschnitt 1.5.) nachschalten. Mit $R2$ in Bild 1.5 wird bei abgedunkelter FD auf $U_a = 0$ abgeglichen (Offsetkompensation [1]). Bedarfsweise kann $R2$ auch dazu benutzt werden, dem Eingang eine gewisse Vorspannung zu geben, um z. B. Auslösung erst bei höheren Lichtstärken zu bewirken (Wahl des Beleuchtungsschwellwerts z. B. für Dämmerschalter). In diesem Fall wird $R1$ als Festwert mit 100 kΩ bemessen. Der Lichtempfänger nach Bild 1.5 eignet sich jedoch auch sehr gut für analoge Anwendungen (Lichttelefonie, Beleuchtungsstärkemessungen; mit Selenfotoelement statt FD kann hiermit ein hochempfindlicher Belichtungsmesser realisiert werden, wobei U_a der Beleuchtungsstärke proportional ist). Für solche Anwendungen muß man mit $R2$ auf $U_a = 0$ (FD dunkel bzw. bei Übertragungsstrecken mit Lichtmodulation auf $U_a = 0$ mit dem Normalwert des unmodulierten Lichtstrahls) abgleichen. $R1$ bestimmt dann die Verstärkung des empfangenen Signals ($V_u \approx 1$ bis 100) und kann, wenn hinter U_a eine reine Wechselspannung verstärkt wird (Trennkondensator im Ausgang), bis 1 MΩ ($V_u \approx 1000$) betragen. Wenn (bei ungünstigen Datenstreuungen des V1) der Einstellbereich von $R2$ nicht ausreicht, läßt sich $R3$ im Wert verringern. Die in Bild 1.5 für normale Lichtschrankenanwendungen angegebene Frequenzkompensation (Stifte 3, 9, 12 des V1) kann für lichtmodulierte NF-Übertragungsstrecken eventuell je nach der mit $R1$ gewählten Verstärkung nach den in [1] angegebenen Grundsätzen für höhere Frequenzen optimiert werden.

Insbesondere für Lichtschranken und bei nicht oder nur unzulänglich stabilisierten Betriebsspannungen $+U_s$, $-U_s$ eignet sich die Schaltung nach Bild 1.6. Sie arbeitet sinngemäß wie Bild 1.5. FD erhält jedoch eine – mit D1 und D2 stabilisierte – Vorspan-



V1: A 109
D1;D2: 1x SAL 41 oder
2x SAY 32 o.ä.
(C1;C2: Werte gültig für R7≤1MΩ!)

Bild 1.6:
Lichtempfängerschaltung für Fotodiode

nung von etwa 7 mV, die durch Spannungsteilung über *R*2, *R*1, *R*3 entsteht. Die von FD bei Lichteinfall erzeugte Elementspannung kompensiert diese Vorspannung. Sobald FD etwa 10 mV abgibt, schaltet V1 mit Sicherheit um. Die Ausgangsspannung U_a ist hier bei abgedunkelter FD negativ, sie wird bei Lichteinfall auf FD positiv. Wird das umgekehrte Verhalten gefordert, muß man die Anschlüsse 4, 5 des V1 vertauschen. *R*7 entfällt bei Lichtschrankenanwendung im allgemeinen, kann aber bei Bedarf zur Empfindlichkeitsverringerung vorgesehen werden (dann *C*1, *C*2 – Frequenzkompensation – nach den in [1] angegebenen Richtlinien ändern!). Ein gesonderter Abgleich entfällt bei dieser Schaltung. Sollte bei ungünstigen Exemplaren für V1 mit unnormal großer Offseteingangsspannung entweder U_a schon bei abgedunkelter FD positiv oder die Lichtempfindlichkeit nicht ausreichend sein, ist eine Offsetkompensation durch geringfügige Änderung von *R*2 *oder* *R*3 möglich. Über D1 und D2 soll eine Flußspannung von je 1,4 bis 1,6 V abfallen. Man benutzt deshalb eine Serienschaltung von je 2 Dioden (oder Doppeldiode *SAL 41*). D1, D2 sind so zu montieren (eventuell zusammenkleben!), daß sie stets die gleiche Temperatur haben. Der dann noch verblei-

bende Temperatureinfluß ist vernachlässigbar gering, zumal er über die FD-Vorspannung lediglich in die Ansprechschwelle (Empfindlichkeit) eingehen kann.

1.3. Lichtempfänger mit automatischer Helligkeitsanpassung

Alle üblichen Lichtempfänger reagieren auf den absoluten Helligkeitswert des Lichts. Für Lichtschrankenanwendungen ist daher eine konstant bleibende Lichtquelle erforderlich, außerdem meist ein Abgleich des Lichtempfängers auf deren Helligkeit. Oft genügt jedoch ein Ansprechen der Lichtschranke auf *plötzliche* Helligkeits*änderung*. Bild 1.7 zeigt eine Schaltung, die sich dazu gut eignet. Am Eingang E kann entweder eine Fotodiode angeschlossen werden (für deren Verhalten und Polung dann das zu Bild 1.5 Gesagte gilt), oder man benutzt eine Eingangsschaltung nach Bild 1.2 (für FD) oder Bild 1.3 (für FW).
Das Prinzip: Die von E herrührende Eingangsspannung wird über *R*3 bzw. *R*1 und *R*2 beiden Eingängen von V1 zugeführt. Bei konstanter Eingangsspannung ist U_a des V1 gleich Null (den entsprechenden Offsetspannungsabgleich auf $U_a = 0$ be-

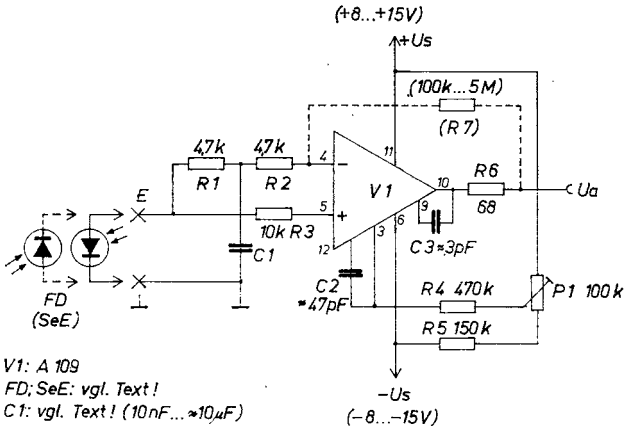


Bild 1.7: Lichtempfänger mit automatischer Helligkeitsanpassung

wirkt man bei abgedunkeltem Lichtempfänger mit $P1$, wobei die in [1] gezeigte Kompensationsschaltung über Stift 3 des V1 angewendet wird). Ändert sich die Eingangsspannung nur langsam, bleibt die Spannung zwischen beiden V1-Eingängen gleich und somit $U_a = 0$. Bei schnellen Änderungen wird jedoch der von E kommende Spannungssprung über $R3$ unverzögert und über $R1$, $C1$ verzögert wirksam. Die V1-Eingänge haben also kurzzeitig unterschiedliche Spannungen, womit für eine aus $R1$, $C1$ und der an E vorhandenen Spannungsänderungsgeschwindigkeit resultierende Zeit U_a positiv oder negativ wird (je nach Richtung des Spannungssprungs an E), bis $C1$ auf den neuen Eingangsspannungswert umgeladen ist. Die Schaltung reagiert daher nur mit U_a-Änderung, wenn die Dauer der Lichthelligkeitsänderung kürzer ist als die durch $R1$, $C1$ gebildete Zeitkonstante. Da hierbei neben der Anstiegs- oder Abfallgeschwindigkeit der Helligkeitsänderung auch der Quellenwiderstand der Eingangsschaltung mit eingeht, ist eine Vorausberechnung schwierig. Der Amateur kommt durch empirische Wertermittlung für $C1$ schneller zum Ziel. Mit $C1 \approx 1\ \mu F$ muß die Zeitdauer der Helligkeitsänderung kürzer als etwa 3 bis 4 ms sein, um bei U_a ein Signal zu bewirken; die Signaldauer am Ausgang ist ebenfalls entsprechend kurz! $C1$ kann Werte zwischen $\approx$ 10 nF und $\approx 10\ \mu F$ annehmen. Aus Stabilitätsgründen sollte man Folienkondensatoren für $C1$ bevorzugen, notfalls läßt sich ein Elektrolytkondensator guter Qualität (mit geringem Reststrom) verwenden. Für Lichtschrankenanwendungen wird bei U_a eine Triggerschaltstufe (Abschnitt 1.5.) mit Selbsthaltung nachgesetzt. Der Empfänger nach Bild 1.7 ist außerdem gut für Übertragungsstrecken mit moduliertem Licht (Flimmerlichtschranken, Lichttelefonie, lichtmodulierte Fernsteuerungen; sehr vorteilhaft mit Infrarotleuchtdiode – z. B. *VQ 110 C* – und mit Fotodiode als Empfängerorgan realisierbar!) geeignet. Hierbei wird der Offsetabgleich ($P1$) auf $U_a = 0$ mit unmoduliertem Licht durchgeführt. $C1$ sorgt dafür, daß die dem Licht aufmodulierte NF-Schwingung ($C1$ entsprechend deren Frequenz bemessen!) bei U_a ständig vorhanden ist, wobei allmähliche Änderungen der mittleren Helligkeit keine Auswirkung auf das bei U_a erscheinende NF-Signal mehr haben, so daß ein Abgleich auf die Grundhelligkeit nicht mehr notwendig ist. Für derartige Anwendungen wird $R7$ vorgesehen und der Verstärkungsfaktor des V1 mit entsprechendem Wert für $R7$ je nach

Bedarf festgelegt. Bei ausreichend großem $C1$-Wert kann die resultierende NF-Verstärkung näherungsweise mit $V_u \approx \frac{R7}{R2}$ angesetzt werden. Die Frequenzkompensation ($C2$, $C3$, hier gültig für Betrieb ohne $R7$) ist dann nach [1] entsprechend V_u festzulegen oder empirisch zu optimieren. Versuche ergaben, daß die Übertragungslinearität dieser Schaltung (als NF-Übertragungsstrecke mit Infrarotleuchtdiode *VQ 110 C* und Empfängerfotodiode *SP 101*; $R7 \approx 470$ kΩ) auch für hohe Ansprüche (Musikübertragung) völlig ausreicht. Eine mögliche Anwendung dafür ist z. B. die drahtlose Tonübertragung auf „kabellose" Kopfhörer. Änderungen der Raumbeleuchtungshelligkeit oder des Lichteinfallswinkels auf die Fotodiode bleiben in weiten Grenzen ohne Auswirkung.

1.4. Lichtempfänger mit Kompensation der Grundhelligkeit

Die in Bild 1.8 gezeigte Schaltung ist vorzugsweise für die Lichtschrankenabtastung kleinerer Objekte (z. B. Lochkarten, Lochstreifen, Materialien mit unterschiedlich schwankender Transparenz) und auch als Differenzlichtschranke (Vergleich zweier Helligkeiten oder Transparenzen, mit vor FT1, FT2 vorgesetzten Farbfiltern auch zur Erfassung von Farbabweichungen an Objekten usw.) geeignet. Vorhanden sind 2 getrennte Lichtschranken, wobei die Lichtquellen (im Beispiel Leuchtdioden) LED1 auf FT1 und LED2 auf FT2 strahlen. Werden beide Fototransistoren gleich stark beleuchtet, so steht (vorerst theoretisch angenommen) an Stift 4 des V1 die halbe Speisespannung. Mit $R2$, $R3$ wird auch für Stift 5 die Spannung $U_s/2$ als Referenzspannung bereitgestellt. Etwaige Unsymmetrien und Offsetspannungen lassen sich mit $P1$ ausgleichen. Im Normalfall ist daher die so gebildete Brückenschaltung im Gleichgewicht und die Ausgangsspannung von V1 gleich Null. Somit ist T1 gesperrt und Rel abgefallen. Die Funktion sei am angenommenen Beispiel eines Lochstreifenlesers erläutert. Der Lochstreifen wird so zwischen beiden Lichtschranken (die dicht nebeneinander anzuordnen sind) hindurchgeführt, daß vorhandene Löcher den Lichtweg für FT2 freigeben, während FT1 nur die Streifentransparenz

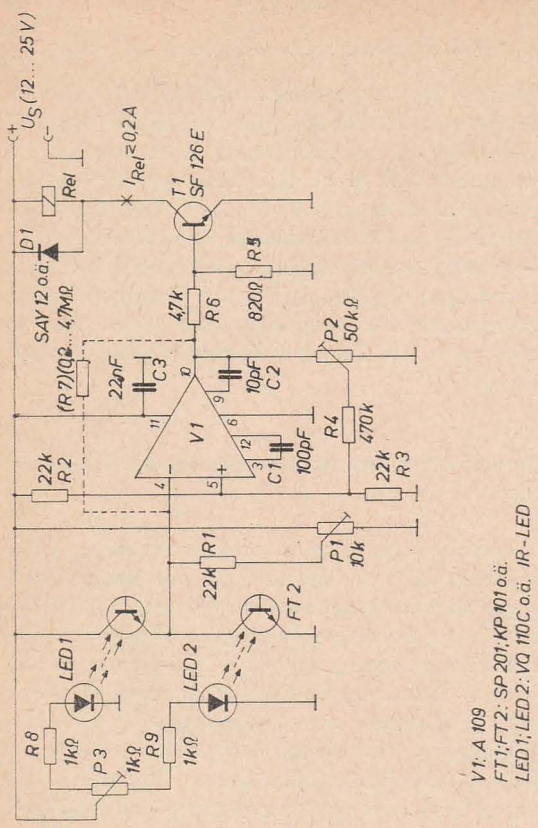


Bild 1.8: Lichtempfänger mit Kompensation der Umgebungshelligkeit

sowie eventuelles Umgebungsreflexlicht erfaßt. Ist kein Loch vorhanden, erhalten FT1, FT2 gleiche Helligkeit, Rel bleibt abgefallen. Ein vorhandenes Loch bewirkt für FT2 hellere Beleuchtung, womit die Brücke aus dem Gleichgewicht kommt, FT1 wird angesteuert, Rel zieht. Ändert sich die Materialtransparenz des Streifens oder die Umgebungshelligkeit, so werden beide Fototransistoren gleichsinnig beeinflußt, womit an ihrem Verbindungspunkt (Stift 4) die Spannung $U_S/2$ bestehenbleibt. Das Relais spricht daher bei gleichsinnigen Helligkeitsänderungen an beiden

Fototransistoren nicht an, sondern nur auf deren Differenz (Rel zieht an, wenn FT1 dunkler bzw. FT2 heller beleuchtet wird). Sind FT1 und FT2 gleiche Typen und gleicher Umgebungstemperatur ausgesetzt, wird auch ihr Temperaturgang (Dunkelstrom bzw. Kollektorstrom) weitestgehend eliminiert.

Über *P2* und *R4* kann der Anordnung Triggerverhalten gegeben werden, um ein schlagartiges Umschalten zu erreichen und Relaisflattern zu vermeiden. Die Größe der mit P2 einstellbaren Hysterese richtet sich nach der jeweiligen Anwendung und wird praktisch erprobt. *R7* kann bei Bedarf vorgesehen werden (Wertgrenzen 0,2 bis 4,7 MΩ), wenn man eine geringe Hysterese (*P2* nahe Masseanschlag) benötigt und die Einrichtung sich dabei bereits als zu empfindlich bzw. instabil erweist.

Diese Anordnung läßt sich wie folgt abgleichen: Zunächst beide Fototransistoren abdunkeln, *P2* nach Masseanschlag stellen, danach mit *P1* auf V1-Ausgangsspannung (an Stift 10 gegen Masse messen) zwischen 1 bis 2,8 V einstellen (Relais ist abgefallen). Hiernach sind FT1 und FT2 mit LED1, LED2 (oder den statt diesen vorgesehenen Lampen) normal zu beleuchten. Mit *P3* werden jetzt beide Leuchtdioden auf gleiche Helligkeit gebracht (bei Glühlampen durch geeignete Betriebsspannungseinstellung der Lampen), so daß – an Stift 10 (V1), gegen Masse gemessen – wiederum der zuvor eingestellte Spannungswert zwischen 1 und 2,8 V erreicht wird. Anschließend läßt sich bei den vorgesehenen Betriebsbedingungen mit *P1* eine Korrektur der Relaisansprechschwelle (Schrankenempfindlichkeit) vornehmen. Zum Schluß stellt man *P2* je nach anwendungsbedingten Erfordernissen auf die gewünschte Hysterese ein. Mit *P1* und *P2* kann die Einrichtung in weiten Grenzen dem zu kontrollierenden Material und dessen zu eliminierenden Schwankungen angepaßt werden. Wird mit größeren Lichtweglängen oder geringen Lichtintensitäten gearbeitet, ermöglicht das Vergrößern von *R1* (Maximalwert etwa 100 kΩ) noch eine höhere Empfindlichkeit. *R2*, *R3* und *R4* sind dann im gleichen Verhältnis zu vergrößern, wobei man die Bedingung $R2 = R3$ einhalten muß.

1.5. Triggerschaltstufen für Lichtempfänger

Die in Bild 1.5, Bild 1.6 und Bild 1.7 gezeigten Lichtempfänger

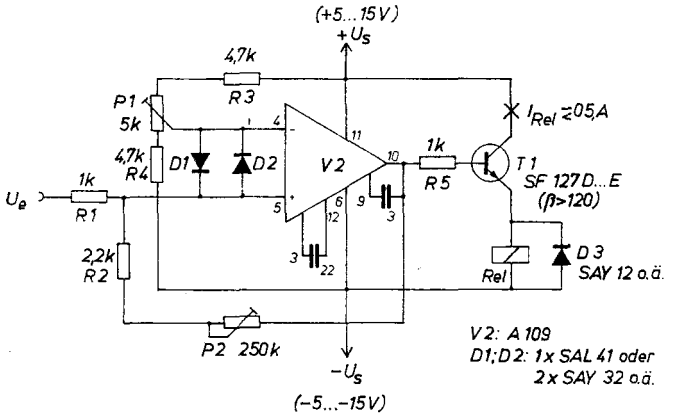


Bild 1.9: Triggerschaltstufe für Lichtempfänger

ergeben in Nähe ihres Umschaltschwellwerts eine „schleichende" Änderung der Ausgangsspannung, da V1 im Übergangsbereich linear als Verstärker arbeitet ([1]). Will man mit diesen Ausgängen Relais exakt schalten, ist ein Schwellwertschalter mit zweitem *A 109* erforderlich (die Schaltungen nach Bild 1.5 bis Bild 1.7 lassen entsprechende Ergänzungen an V1 nur bei Verschlechterung der dort optimierten Eigenschaften zu). V2 in Bild 1.9 ist als Stromtrigger geschaltet (Einzelheiten zur Dimensionierung in [1]). Dem Eingang U_e wird direkt die Ausgangsspannung von U_a des benutzten Lichtempfängers zugeführt. Mit *P*1 ist die Ansprechschwelle durch Wahl der Referenzspannung zwischen etwa $0{,}7 \cdot (+U_s)$ und etwa $0{,}7 \cdot (-U_s)$ einstellbar, so daß sich die Schaltstufe auch für anderweitige Zwecke eignet. Für die vorstehend beschriebenen Empfängerschaltungen kann die Referenzspannung Null sein, womit *P*1, *R*3 und *R*4 eventuell entfallen können (Stift 4 des V2 dann an Masse!). Das Relais zieht stets an, wenn U_e positiver als die an *P*1 abgegriffene Spannung wird, bei negativer werdender U_e fällt es ab. D1, D2 begrenzen zusammen mit *R*1 die Differenzeingangsspannung des V2 auf weniger als den zulässigen Grenzwert ([1]). Das Relais wird aus beiden Betriebsspannungen gespeist. Dies ist im Hinblick auf symmetrische Belastung der Speisestromquelle meist

günstiger. Die Nennspannung des Relais sollte etwa $(2 \cdot |U_s| - 3)$ V entsprechen; die maximale Kollektorsperrspannung für T1 muß größer als die Summe beider Speisespannungen sein. Erwähnt sei, daß gleichzeitig mit T1, Rel oder statt diesen auch ein Übergang auf TTL-Schaltungen leicht möglich ist. Hierzu wird die Ausgangsspannung an Stift 10 des V2 abgegriffen und dem Eingang eines TTL-Triggers (nach [3], dort bei Schaltungsauswahl beachten, daß am Ausgang V2 auch negative Spannungen auftreten; Spannungshub am Eingang des TTL-Triggers etwa $\pm U_s$!) direkt zugeführt.

Mit $P2$ in Bild 1.9 ist die Triggerhysterese in weiten Grenzen einstellbar (zwischen etwa 0,1 bis 10 V). Je nach Anwendung kann $P2$ mit $R2$ zu einem geeignet bemessenen Festwert zusammengefaßt werden. Beim Einstellen von $P1$ und $P2$ muß man beachten, daß im ungünstigen Fall (Einstellung auf große Hysterese und Referenzspannung an $P1 \neq 0$) ein „Latch up" (Hängenbleiben des V2 in einer Schaltlage, Relais fällt nicht wieder ab) eintreten kann. Dieser Effekt läßt sich jedoch auch vorteilhaft für eine eventuell geforderte Selbsthaltung des Relais ausnutzen. Hierzu wird, wenn z. B. das angezogene Relais in dieser Stellung verbleiben soll, ohne auf weitere U_e-Änderungen zu reagieren, der Schwellwert mit $P1$ auf maximal negative Spannung ($P1$ unterer Anschlag) und $P2$ auf größte Hysterese (Kleinstwert 2,2 kΩ bzw. $P2 = 0$) eingestellt. Dann ist selbstverständlich eine Vorkehrung erforderlich, um die eingetretene Selbsthaltung von Hand wieder aufheben zu können. Dazu teilt man $R2$ in 2 Widerstände von je 1 kΩ und legt deren Verbindungspunkt („Mitte" des $R2$) mit einer Drucktaste kurzzeitig an Masse, womit die Selbsthaltung gelöst wird. Weitere Einzelheiten zu Funktionsweise und Berechnung dieser Stromtriggerschaltung (wobei sich bei fest vorgegebenem Anwendungszweck $P1$ und $P2$ als Einstellorgane erübrigen) sind [1] zu entnehmen.

2. Meß- und Prüfgeräte

Für Meßgeräte läßt sich der *A 109* meist sehr vorteilhaft einsetzen. Universelle Schaltbeispiele für Millivoltmeter mit hochohmigem Eingang, Mikroamperemeter u. ä. wurden bereits in [1] beschrieben. Die nachfolgenden Schaltbeispiele sollen diese Ausführungen ergänzen. Sie sind zum Teil so ausgelegt, daß sich material- und kostensparende Zusatzgeräte zu dem beim Amateur bereits vorhandenen Vielfachmesser realisieren lassen; eine gerade vom Amateur besonders bevorzugte Lösung für seine Meßausstattung.

2.1. RC-Meßbrücke nach dem Wheatstoneschen Prinzip

Eine der historisch ältesten und aus dem schulischen Physikunterricht bekannten Meßeinrichtungen ist die klassische *Wheatstone*-Brücke. Gegenüber moderneren Meßverfahren für Widerstände und Kondensatoren, die dem Amateur beim Nachbau entweder schwer zu lösende Kalibrierprobleme („Eichung") oder für seine Zwecke unökonomisch hohen Aufwand, oft auch unzuverlässige Meßergebnisse einbringen, hat die *Wheatstone*-Brücke für die Amateurwerkstatt nach wie vor einige bestechende Vorzüge. Der Brückennullindikator läßt sich mit dem *A 109* und einer einfachen Anzeigevorrichtung (LED) heute unkompliziert mit der benötigten hohen Empfindlichkeit realisieren. Um auch Kondensatoren messen zu können, wird eine Brücken-Wechselspannung benutzt, die man dem Netz entnimmt. Bild 2.1a zeigt die Gesamtschaltung einschließlich Speisestromversorgung. Das Funktionsprinzip der *Wheatstone*-Brücke wird als bekannt vorausgesetzt.

Die eigentliche Brücke besteht aus:

- Den *R*-Normalen *R*1 bis *R*4 (deren Genauigkeit unmittelbar die Meßgenauigkeit bestimmt, man verwendet Meßwiderstände, handelsüblich mit 0,5 % Toleranz).
- Den *C*-Normalen *C*1 bis *C*4, deren Wert ebenfalls sehr genau stimmen muß (hierauf wird noch näher eingegangen).

– Dem kalibrierten Brückenabgleichpotentiometer *P*1 (lineares Drahtpotentiometer guter Qualität, dessen absoluter Widerstandswert unkritisch ist); *P*1 wird von „0,1" bis „10" (nahe den Endanschlägen) neutral kalibriert.
– Den Meßanschlüssen für C_x bzw. R_x.

S1 ist der Meßbereichsschalter. *P*1 wird bei angeschlossenem Prüfling auf Brückennull (beide LED erloschen) abgeglichen, wozu man mit S1 den passenden Meßbereich sucht. Ist Brückennull erreicht, wird der über S1 eingeschaltete Normalwert (an der entsprechenden Schalterstellung angeschrieben) mit dem an *P*1 ablesbaren Faktor multipliziert und ergibt den Wert für R_x bzw. C_x. Es ergeben sich damit die in Bild 2.1b tabellarisch angegebenen Meßbereiche, die der Amateurpraxis genügen. An S1 sind 2 zusätzliche Stellungen „Eichen 1" (Stellung 5; „Eich"-Kontrolle) und „Offene Brücke" (Stellung 6) vorhanden. Stellung 5 erlaubt später eine jederzeitige Überprüfung insbesondere von *P*1 (Sicherheit gegen mechanisches Verdrehen des an *P*1 vorhandenen Skalenzeigers!) sowie der Gesamtfunktion des Brückenindikatorteils. In Stellung 6 sind intern keine Brückennormale angeschaltet. Man kann nunmehr über AB und BC (Prüflingsanschlußbuchsen) z. B. 2 Widerstände oder 2 Kondensatoren (provisorisch und in gewissen Grenzen auch 2 Induktivitäten) zugleich anschließen und deren Werte direkt vergleichen. An *P*1 läßt sich dann bei abgeglichener Brücke (beide LED erloschen) direkt das relative Verhältnis beider außen angeschlossenen Prüflinge zueinander ablesen. Diese Betriebsweise eignet sich z. B. zur schnellen Kontrolle der Gleichlaufeigenschaften von Tandempotentiometern über deren gesamten Drehbereich und für ähnliche Meßaufgaben.

Die Werte von *R*5 und *R*6 sollen genau gleich sein, der Absolutwert ist unkritisch. In Stellung 5 von S1 muß sich dann Brückennull exakt in Mittelstellung (Skalenpunkt „1") von *P*1 ergeben. D1 und D2 schützen lediglich die Eingänge des *A 109* gegen von außen (R_x/C_x-Anschlußbuchsen) wirkende Fremdspannungen. Die eigentliche Brückenspannung wird, um die Prüflinge nicht zu überlasten, mit maximal 1 V gewählt und vom Netztransformator in 2 massesymmetrischen Teilspannungen von je 0,5 V abgegriffen. *R*7 begrenzt den maximal möglichen Prüflingsstrom zusätzlich und verhindert Schäden bei gelegentlichem Kurzschluß an den Meßbuchsen. Er hat auf die Meßgenauigkeit keinen

Einfluß. Während für $R1$ bis $R6$ engtolerierte Widerstände handelsüblich sind, wird der Amateur Schwierigkeiten mit der Beschaffung von C-Normalen ($C1$ bis $C4$) haben. Die Werte 0,1 μF und 10 nF ($C3$, $C4$) sind als engtolerierte Foliekondensatoren (1%, besser 0,5%) ebenfalls handelsüblich, jedoch oft nicht am Lager. Man muß dann auf normale Foliekondensatoren zurückgreifen und mit einer exakten C-Meßeinrichtung Exemplare mit genau stimmendem Nennwert auswählen. Der Amateur wird dabei auf die Hilfe von Fachwerkstätten (die über Meßmittel und Materialbestände stets ausreichend verfügen) oder entsprechend ausgestatteten Radioklubs, Arbeitsgemeinschaften u. ä. angewiesen sein. Trotzdem muß der Amateur für $C1$ und $C2$ notgedrungen auf die handelsüblichen (zunächst als Brückennormale scheinbar sehr ungeeigneten) Elektrolytkondensatoren zurückgreifen und hieraus geeignete Exemplare ausmessen. Die Erfahrung hat aber über lange Jahre gezeigt, daß diese Problematik unkritischer ist, als sie erscheint. Zunächst können bei handels-

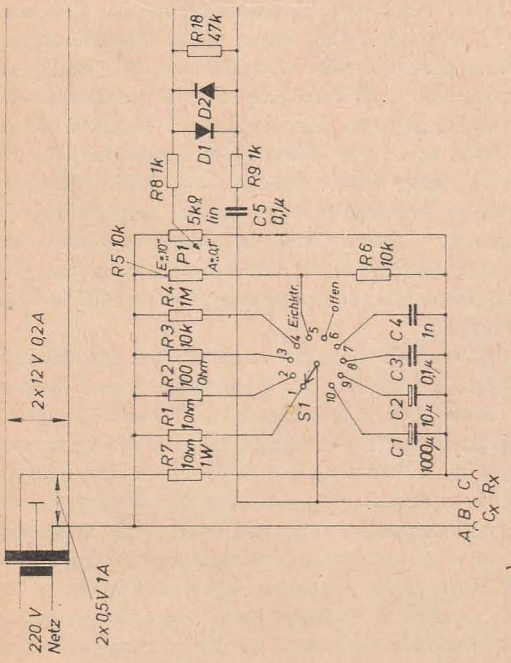


Bild 2.1: Gesamtschaltung der *RC-Wheatstone*-Meßbrücke. (Bildfortsetzung Seite 25; in Tabelle lies statt P2→P1)

b.)

R_N / C_N	S1 Stellung	Meßbereich P2 „0,1"...„10"
1 Ohm 0,5%	1	0,1 ... 10 Ohm
100 Ohm 0,5%	2	10 Ohm...1k Ohm
10k Ohm 0,5%	3	1... 100 k Ohm
1 M Ohm 0,5%	4	0,1... 10M Ohm
(1:1)	5	Eichpunkt „1"
–	6	offene Brücke
1nF 1%	7	100pF... 10nF
0,1µF 1%	8	10nF... 1µF
10µF*)	9	1... 100µF
1000µF*)	10	100...10000µF

C1;C2: Elko 10...35 V
Auswahl-C-Wert ±1%
R5=R6±0,5% (je 1...33 k Ohm)

üblichen unipolaren Elektrolytkondensatoren laut Herstellerangaben Wechselspannungen bis 1 V (!) zumindest über einige Zeit angelegt werden, ohne daß Wertveränderungen oder bleibende Schäden am Elektrolytkondensator eintreten. Des weiteren hat langjährige Erfahrung mit zahlreichen, im Brückenteil nach

Bild 2.1 aufgebauten Meßbrücken erstaunlicherweise die Langzeitkonstanz von handelsüblichen Elektrolytkondensatoren bestätigt (2 derartige Geräte sind z. B. beim Verfasser seit nunmehr 12 und 16 Jahren im häufigen Gebrauch, wobei die Wertabweichung der in der Brücke benutzten Elektrolytkondensatoren, Serienfabrikate des VEB *Kondensatorenwerk* Gera, Fertigungsdatum 1961 bzw. 1963, bisher unter 1% blieb!). Zumindest für den Amateursektor ist dieser Weg also durchaus vertretbar. Im übrigen kommt der Einsatz von Elektrolytkondensatoren bei $C1$, $C2$ der Realität entgegen. Die in diesen Bereichen gemessenen C_x sind im allgemeinen ebenfalls Elektrolytkondensatoren und demgemäß mit einem nicht mehr zu vernachlässigenden Verlustfaktor ($\tan \delta$) behaftet. Die daraus resultierende Phasenverschiebung im Brückenzweig würde das Brückenminimum verwischen (es wäre nicht exakt die Spannung 0 und der Strom 0 im Querzweig der Brücke erreichbar). Dieser Effekt wird durch den gegenläufigen Einfluß der ebenfalls verlustbehafteten $C1$, $C2$ weitgehend kompensiert, so daß sich besondere Einstellorgane zum Ausgleich des Verlustfaktors erübrigen. Die für den Brückenindikator gewählte Lösung (phasenempfindlicher Gleichrichter mit Anzeige der Seitenablage durch 2 LED) ermöglicht im übrigen auch bei andersartigen verlustbehafteten Kapazitäten (z. B. Papierkondensatoren mit schlechter Isolation, in den S1-Bereichen 7 und 8 gemessen) ein exaktes Erfassen des Brücken-Nullabgleichs mit $P1$, wobei beide Leuchtdioden nicht völlig verlöschen, sondern mit $P1$ auf minimale und vor allem gleich große Helligkeit abgeglichen wird.

$P1$ muß nach Fertigstellung des Geräts punktweise kalibriert werden, da die Skale nicht linear verläuft. Hierzu benötigt man eine Anzahl von Widerständen (und möglichst auch Kondensatoren) mit genau bekannten (zuvor ausgemessenen!) Werten, mit denen sich dann auch eine genügende Anzahl von Zwischenwerten durch Serien- oder Parallelschaltungen für R_x/C_x realisieren lassen, um die Skale an $P1$ genau aufnehmen zu können. Die einzelnen Kalibrierpunkte brauchen dabei nicht unbedingt im gleichen S1-Bereich aufgenommen zu werden, da die neutrale $P1$-Kalibrierung für alle Bereiche gleichermaßen gilt. $P1$ erhält einen großen Zeigerknopf mit untergelegter Skale (Mindestdurchmesser für gute Ablesbarkeit: 10 cm). Auf Skalenantriebe oder Übersetzungen zwischen $P1$ und Zeiger wird aus Stabilitäts-

gründen verzichtet. Es genügt, die Skale mit R-Werten zu kalibrieren und abschließend einige Stichproben durch Kontrollmessung genau bekannter C_x-Werte durchzuführen.
V1 arbeitet als Brückenanzeigeverstärker. Mit $P2$ kann die Anzeigeempfindlichkeit bedarfsweise reduziert werden, um den (bei maximalem Wert von $P2$ sehr schmal ausgeprägten) Nullpunkt an $P1$ beim ersten Durchdrehen leichter zu erkennen bzw. bei verlustbehafteten Prüflingen auf die erwähnte verringerte, für LED1 und LED2 gleich große Helligkeit abzugleichen. Insbesondere für diese Situation ist $P2$ notwendig, im Normalfall wird man stets mit maximaler Verstärkung ($P2$ auf höchstem Wert) arbeiten. $P2$ kann vorteilhaft mit dem Netzschalter kombiniert werden. Eine logarithmische Kennlinie ist von Vorteil; Kalibrieren an $P2$ entfällt. Bei nicht exakt mit $P1$ abgeglichener Brücke leuchtet entweder LED1 oder LED2 (beide werden dicht nebeneinander angeordnet und sollen die gleiche Farbe haben!). LED1 leuchtet, wenn $P1$ zu weit nach Endanschlag „0,1" (Drehrichtung links) steht, LED2 dagegen, wenn $P1$ zu weit nach Stellung „10" gedreht wurde. Man kann daher während der Messung das Überstreichen des Nullpunktes zunächst beim Durchdrehen von S1, danach beim Durchdrehen von $P1$ auch bei schneller Betätigung sofort am „Umspringen" der LED-Anzeige erkennen und sich so zügig an den Brückennullpunkt heranbewegen. Genau wird der Nullpunkt mit $P1$ (wenn erforderlich, auch mit Hilfe von $P2$) gefunden, indem $P1$ so gestellt wird, daß beide LED erloschen sind. Dieser Punkt ist je nach $P2$-Einstellung sehr stark ausgeprägt, so daß die Meßgenauigkeit nur von der Einstell- und Ablesegenauigkeit an $P1$ sowie der Genauigkeit der Kalibrierung und der Brückennormalien abhängt. Die Anzeige der Seitenablage mit LED1, LED2 beruht darauf, daß je nach Seitenablage von $P1$ die der Brücke zugeführte Spannung an den V1-Eingängen entweder gleichphasig oder um 180° phasengedreht erscheint. Demgemäß hat die Ausgangswechselspannung des V1 eine die Seitenablage kennzeichnende Phasenlage. Ihre positiven Halbwellen steuern über T2 LED2, ihre negativen Halbwellen über T1 LED1 an. Beide Leuchtdioden erhalten ihrerseits eine gegenphasig vom Netztransformator abgenommene Halbwellenspannung (D3, D4) – beim Aufbau die aus Bild 2.1 ersichtlichen Polaritätszuordnungen insbesondere am Netztransformator beachten! –, so daß stets nur diejenige LED aufleuchten

kann, deren Speisespannungsphase mit der Phasenlage des V1-Ausgangs (und damit der zugeordneten $P1$-Phasenablage) übereinstimmt. Ohne diese Einrichtung ließe sich das Brückenminimum an $P1$ nur schwierig auffinden bzw. sehr leicht übersehen. Der Netztransformator liefert gleichzeitig die V1-Speisespannungen über D6 und D7, für die hier eine einfache Z-Diodenstabilisierung (ZD1, ZD2) völlig ausreicht.

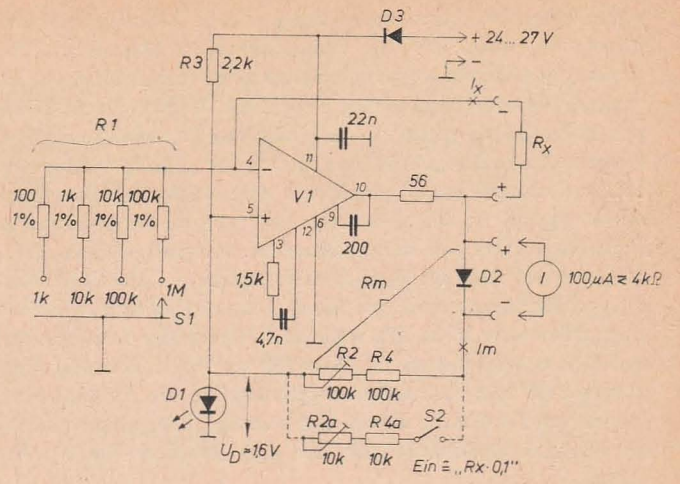
Beim Aufbau des Geräts ist die merkliche „Brummempfindlichkeit" der Verbindungsleitungen von Prüflingsbuchse B zu S1 und $R9$ zu beachten. Es empfiehlt sich, die Leitung kurz zu halten und kapazitätsarm abzuschirmen. Dies gilt auch für die Brückennormalien $R1$ bis $R6$ und $C1$ bis $C4$.

Statt des Netztransformators eignet sich auch eine Batteriespeisung für V1 (D6, D7, beide Z-Dioden entfallen dann), während Brücke und Leuchtdioden aus einem üblichen Transistorgegentakttransverter (Leistung $\approx$ 3 W) gespeist werden, dessen Transvertertransformator an die Stelle des Netztransformators tritt. Es ist dann günstig, eine höhere Transverterfrequenz (etwa 500 Hz) zu wählen. Transverterschaltungen dieser Art wurden in der Amateurliteratur zahlreich beschrieben. Man kann auf diesem Wege ein netzunabhängiges Gerät realisieren.

Mit $P3$ in Bild 2.1a wird bei der ersten Inbetriebnahme die einmalige Offsetkompensation durchgeführt (über Stift 3 des V1, [1]). Hierzu bringt man S1 in Stellung 6 (offene Brücke) und stellt $P2$ auf Maximalwert ein. Mit $P3$ wird danach auf Erlöschen beider LED abgeglichen. $P1$ soll sich dabei in Mittelstellung befinden. $P3$ verändert man später nicht mehr.

2.2. Linear anzeigendes Ohmmeter als Vielfachmesserzusatz

Bild 2.2 zeigt die Schaltung eines Ohmmeters mit linearem Skalenverlauf, das vorteilhaft als Zusatz zum Vielfachmesser aufgebaut werden kann. Das Meßinstrument wird parallel zu D2 (die vor Überlastung schützt) angeschlossen. Man liest auf der linearen Gleichspannungsskale des Instruments ab, dessen Gleichstrombereich 100 μA benutzt wird. Für Instrumente mit 50-μA-Bereich ist $R4$ auf 270 kΩ ($R4$a auf 27 kΩ) zu vergrößern; $R2$ (bzw. $R2$a) bleiben 100 kΩ (bzw. 10 kΩ). Der unbekannte Wider-



V1: A 109
D1: LED VQA 12 (VQA 13)
D2; D3: SAY 12 o.ä.

Bild 2.2: Linear anzeigendes Ohmmeter

stand wird bei R_X angeschlossen. Der mit S1 (Meßbereichsumschalter) gewählte Normalwiderstand bestimmt maßgeblich die Meßgenauigkeit, hierfür sollten engtolerierte Meßwiderstände verwendet werden. Es ergeben sich die bei S1 angeschriebenen Meßbereiche (entsprechend Vollausschlag des Instruments), so daß R_X-Werte zwischen etwa 100 Ω (entspricht 10% Skalenausschlag) und maximal 1 MΩ meßbar sind. Mit einem ausgesuchten Exemplar für V1 (oder mit dem Importtyp „741" bzw. entsprechenden OPV-Typen mit geringem Eingangsstrombedarf und geringen Offsetwerten) läßt sich mit $R1 = 1$ MΩ ein 5. Meßbereich (bis $R_X = 10$ MΩ) realisieren.

Die Schaltung benötigt eine Referenzspannung U_D von etwa 1,4 bis 1,6 V, die mit D1 erzeugt wird. Setzt man für D1 eine Leuchtdiode ein, ergibt sich eine merklich bessere Temperaturstabilität als bei der (für D1 als Notlösung möglichen) Serienschaltung zweier Siliziumdioden (*SAY 32* o. ä. sind geeignet). Außerdem kann man die LED zugleich als Betriebsanzeige benutzen. Die Speisespannung (24 bis 27 V) wird man einer gerade

vorhandenen beliebigen Spannungsquelle (z. B. Labornetzgerät) entnehmen, wobei D3 den Verpolungsschutz übernimmt. Zur einmaligen Kalibrierung verwendet man $R2$ und einen genau bekannten Wert für R_x nahe dem Skalenende. Werden die $R1$-Werte genau eingehalten, genügt der Abgleich von $R2$ auf einen einzigen Skalenpunkt in einem beliebigen S1-Bereich. Um R_x-Werte unter 100 Ω zu messen, kann bedarfsweise S2 mit $R2a$ und $R4a$ vorgesehen werden. Ist S2 geschlossen, sind die an S1 angegebenen Bereichsendwerte mit dem Faktor 0,1 zu multiplizieren, d. h., man erreicht dann im 1-kΩ-Bereich mit R_x = 100 Ω Vollausschlag. Der kleinste noch genügend genau ablesbare R_x-Wert beträgt dabei etwa 10 Ω. $R2a$ wird (nach beendetem $R2$-Abgleich!) ebenfalls mit bekanntem R_x-Wert (80 bis 100 Ω) einmalig abgeglichen. $R2$ und $R2a$ erfassen insbesondere die Exemplartoleranzen von D1 (Realwert von U_D) und den Innenwiderstand des verwendeten Meßinstruments, das eine 100teilige Skale haben sollte.

Die Funktion des Ohmmeters beruht auf folgenden Zusammenhängen:

$$\text{Es gilt } I_x = \frac{U_D}{R1} \tag{1}$$

und wegen $U_D = U_{R1}$ weiter

$$I_m = \frac{U_D \cdot R_x}{R_m \cdot R1}\,; \tag{2}$$

mit I_m = Meßwerkstrom für Vollausschlag (Skalenende) und $R_m = R2 + R4 + R_i$, wobei R_i den Meßwerkinnenwiderstand darstellt. U_D ist die Flußspannung der Referenzdiode D1. Entsprechend der Funktionsweise des *A 109* (V1) stellt sich über $R1$ stets der Wert U_D ein. R_x wird gemäß Gleichung (1) stets von einem im mit S1 gewählten Meßbereich *konstanten* Strom durchflossen, bei Bedarf läßt sich hieraus die Belastung des Prüflings R_x entnehmen. Aus Gleichung (2) folgt unmittelbar

$$R_x = \frac{I_m \cdot R_m}{U_D} \cdot R1\,. \tag{3}$$

Der Term $\frac{I_m \cdot R_m}{U_D}$ in Gleichung (3) wird = 10, wenn man U_D = 1,6 V und R_m = 160 kΩ wählt und I_m = 0,1 mA ist; er wird 1 mit

$R_m = 16$ kΩ. Damit erhält man (für Skalenende) $R_x = 10 \cdot R1$ (S2 offen) bzw. mit reduziertem R_m (S2 geschlossen) $R_x = R1$. Da der Strom I_x gemäß Gleichung (1) nicht von R_x abhängt und konstant bleibt, ist die V1-Ausgangsspannung (Spannung über R_x) dem Wert von R_x linear proportional und gleich der über R_m entstehenden Spannung, womit der Instrumentstrom I_m ebenfalls R_x linear proportional ist. Aus den genannten Beziehungen geht ferner hervor, daß als Meßinstrument nicht unbedingt ein 100-μA-Instrument benutzt werden muß. Wird R_m ($R2$, $R4$) auf 1/10 seines Werts verringert, eignet sich auch ein 1-mA-Meßwerk. Da der Meßwerkstrom I_m zusätzlich über D1 abfließt und U_D vom Diodenflußstrom abhängig ist, muß allerdings in diesem Fall schon mit geringfügiger Verschlechterung der Meßgenauigkeit gerechnet werden.

2.3. Linear anzeigender Stromverstärkungsfaktormesser für Siliziumtransistoren

Das nachfolgend beschriebene Gerät (Bild 2.3) eignet sich zum schnellen Prüfen von npn- und pnp-Silizium-Transistoren mit β-Werten zwischen 100 und 1000. Verwendet wird entweder ein 1-mA-Meßinstrument oder – bei Aufbau als Zusatzgerät zum Vielfachmesser – ein 50-μA-Instrument. Die Speisespannung (18 bis 25 V) kann beliebig erzeugt werden; D6 bewirkt den Verpolungsschutz. Die Brückenschaltung D1 bis D4 spart einen Umpolschalter für das Meßwerk; D5 schützt es vor Überlastung. Mit S1 wird die Transistorart (pnp oder npn) gewählt, S2 gestattet die Wahl zwischen den Meßbereichen $\beta = 10$ bis 100 (a) und $\beta = 100$ bis 1000 (b). Die Widerstände $R3$ bis $R6$ sind im Wert genau einzuhalten (engtolerierte Meßwiderstände verwenden). Der einmalige Abgleich beschränkt sich auf das Einstellen von $P1$, so daß über $R3$ genau 2,2 V abfallen ($I_{R3} = 1{,}0$ mA). Der Transistorprüfling wird stets bei gleichbleibendem Arbeitspunkt ($I_C = 1$ mA, $U_{CE} \approx 4{,}5$ V) gemessen, der sich hier automatisch einstellt. Eine Kalibrierung des Geräts mit bekannten β-Werten ist nicht erforderlich. Die Schaltung eignet sich nur zum Messen von Siliziumtransistoren mit vernachlässigbar geringem Kollektorreststrom ($I_{CEO} < 10$ μA) und deshalb nicht für Germaniumtypen. Auf die Messung des I_{CEO} wurde zugunsten einfacher Schal-

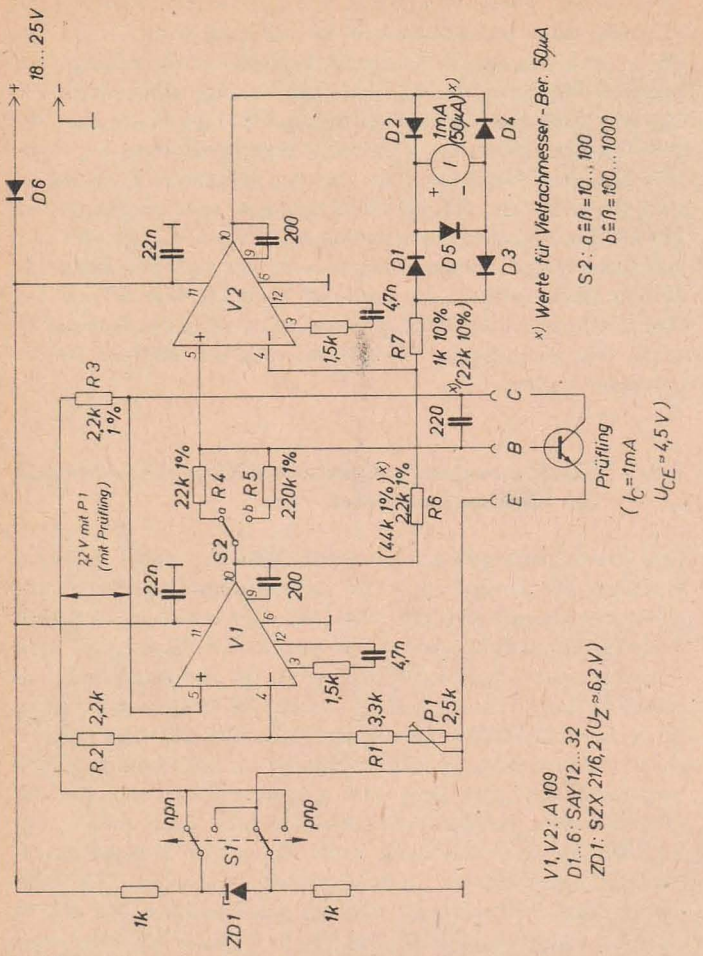


Bild 2.3: Stromverstärkungsmeßgerät für Siliziumtransistoren

tung verzichtet. Bei Transistoren unbekannter Herkunft (Bastelware) oder fehlerverdächtigem Prüfling ist daher vorangehend eine übliche, mit dem Vielfachmesser leicht improvisierbare Rest-

stromprüfung ratsam, da zu hoher I_{CEO} das Meßergebnis in Richtung zu groß angezeigter β-Werte verfälschen würde.
Die Funktionsweise sei nur kurz erläutert: Nachdem mit S1 die richtige Polarität der von ZD1 bereitgestellten Prüflingsmeßspannung gewählt wurde, stellt V1 den Transistorarbeitspunkt auf $I_c = 1$ mA ein. Bei diesem Strom ist die Spannung über $R3$ gleich der Spannung über $R2$ (Erstabgleich von $P1$ muß deshalb mit eingesetztem Transistor erfolgen!). Der für $I_c = 1$ mA notwendige Basisstrom des Prüflings wird (je nach mit S2 gewähltem Meßbereich) über $R4$ oder $R5$ eingespeist, womit der Spannungsabfall über $R4$ oder $R5$ dem β-Faktor des Prüflings reziprok proportional ist. Geringerer β-Faktor des Prüflings erfordert höheren Basisstrom und damit höhere Spannung über $R4$ ($R5$). V2 arbeitet als Anzeigeverstärker, der im Hinblick auf die pnp/npn-Umschaltbarkeit Eingangsspannungen beider Polaritäten anzuzeigen hat. Dies wird, um weitere Umschaltkontakte zu vermeiden, mit einem Vollwegpräzisionsgleichrichter ([1]) – D1 bis D4 und V2 – erreicht. Wie sich aus der (in [1] näher beschriebenen) Funktion dieses Präzisionsgleichrichters ergibt, stellt sich zwangsläufig $U_{R6} = U_{R4}$ (bzw. $U_{R6} = U_{R5}$) ein. Der durch $R7$ und $R6$ fließende Meßwerkstrom ist also der an $R4$ ($R5$) abfallenden Spannung direkt proportional und somit dem β-Wert des Prüflings reziprok proportional. Der Wert von $R7$ geht nicht merklich in die Meßgenauigkeit ein ([1]), $R6$ muß jedoch engtoleriert und gleich $0{,}1 \cdot R4$ bzw. $0{,}01 \cdot R5$ sein. Die in Bild 2.3 angegebenen Werte gelten für ein 1-mA-Meßwerk; in Klammer angegebene Werte gelten für den Vielfachmesserstrombereich 50 μA. Wie die Funktionsweise zeigt, besteht zwar zwischen β und dem Meßwerkstrom ein linearer Zusammenhang, jedoch verläuft die Skale spiegelbildlich (höchster β-Wert am Skalenanfang, niedrigster am Skalenende)! Für das Ablesen des β-Wertes auf der vorhandenen (zweckmäßig 100teiligen) linearen Instrumentskale bestehen folgende Zusammenhänge (mit den angegebenen R-Werten):

Verwendet man ein 1-mA-Instrument ($R6 = 2{,}2$ kΩ, $R7 = 1$kΩ), gilt $\beta = \frac{10}{I}$ (I in mA), für S2 = a; und $\beta = \frac{100}{I}$ (I in mA), für S2 = b.

Für ein 50-μA-Instrument ($R6 = 44$ kΩ, $R7 = 22$ kΩ) gilt

$\beta = \frac{500}{I}$ (I in μA), für S2 = a; und

$\beta = \frac{5000}{I}$ (I in μA), für S2 = b.

Die entsprechende Umrechnung der Instrumentanzeige auf den β-Wert des Prüflings kann man leicht im Kopf durchführen; für Serienmessungen ist ein Taschenrechner mit Konstantenautomatik sehr nützlich. Die β-Werte können auch zusätzlich direkt auf die Instrumentenskale geschrieben werden. Beim Vielfachmesser bewährt sich die Anwendung einer auf die Skalenscheibe außen auflegbaren Hilfsskale aus starkem Zeichenkarton. Bei diesem insbesondere für zügige Serienmessungen größerer Transistorstückzahlen gut geeignetem Gerät ist für den Amateur die gute Meßgenauigkeit vorteilhaft. Außerdem wird bei stets gleichbleibendem Arbeitspunkt für alle Prüflinge gemessen, und die Messung ist nur von der – leicht kontrollierbaren – Wertgenauigkeit der Widerstände $R3$ bis $R6$ abhängig, wodurch eine besondere Kalibrierung mit bekannten β-Werten entfällt.

2.4. Linear anzeigender mV-NF-Tastkopfzusatz zum Vielfachmesser

Zum Messen von NF-Spannungen im Bereich von 5 bis 100 mV eignet sich die Schaltung nach Bild 2.4; die Übersteuerungsgrenze liegt bei etwa 150 mV. Bedarfsweise kann am Meßbereichswahlschalter S1 ein weiterer Bereich mit $R1 = 10$ kΩ (20 kΩ) für 0,5 V bzw. (1 V) Wechselspannung vorgesehen werden. Der Eingangswiderstand am Eingang E ist wesentlich größer als 1 MΩ, da $R2$, mit $C2$ und $R1$ in Bootstrapschaltung arbeitet ([1]). $R3$, D6 und D7 stellen den Eingangsüberspannungsschutz dar. Die Schaltung eignet sich für Eingangsfrequenzen zwischen 30 Hz und 30 kHz. Die obere Frequenzgrenze resultiert aus den Eigenschaften des für V1 benutzten *A 109* -Exemplars, sie kann – gegebenenfalls mit experimentell optimierter Frequenzgangkompensation des V1 – u. U. erheblich höher liegen. Die untere Grenzfrequenz ist von $C2$ und $C1$ abhängig. Die Funktionsweise entspricht im wesentlichen dem in [1] beschriebenen Vollwegpräzisionsgleichrichter mit V1 und D1 bis D4 (D5 ist der Überlastungsschutz für den parallel dazu anschließbaren Vielfachmesser, der mit seinem

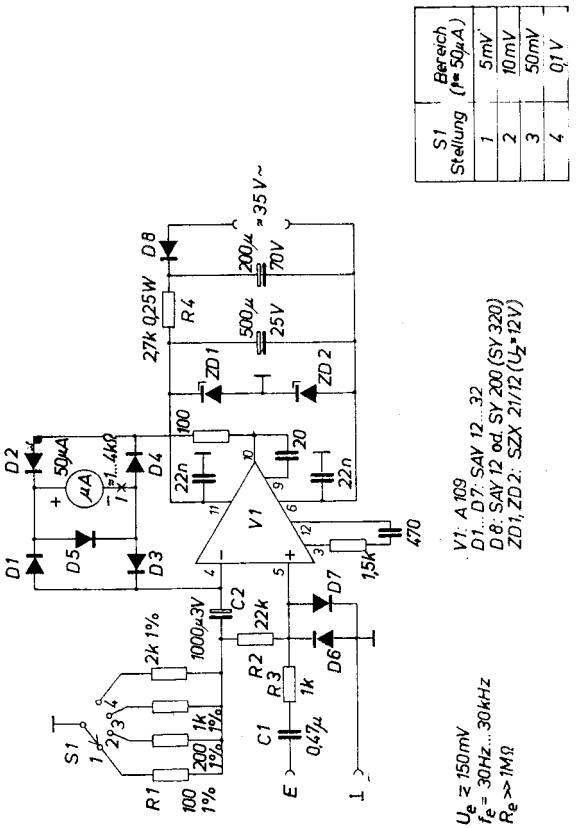


Bild 2.4: NF-mV-Tastkopfzusatz für Vielfachmesser

50-μA-Bereich benutzt wird; man liest auf der *Gleichstromskale* ab!). Es gilt die Beziehung $R1 = \frac{U_E}{I}$ (mit I = Instrumentstrom für Vollausschlag). Für ein 50-μA-Instrument ergeben sich die in Bild 2.4 tabellarisch mit angegebenen Meßbereiche an S1. Entsprechend läßt sich $R1$ für andere Instrumentströme und Meßbereiche festlegen. Der Meßverstärker arbeitet praktisch driftfrei (Offsetabgleich ist überflüssig), weil er für Gleichspannungen

wegen $C2$ voll gegengekoppelt ist ([1]). Falls höhere Eingangswechselspannungen als etwa 0,3 V gemessen werden sollen, müssen D6, D7 entfallen oder durch 2 gegenpolig in Serie geschaltete Z-Dioden (*SZX 21*/6,2) ersetzt werden. In Bild 2.4 wurde die vollständige Speisestromversorgung mit angegeben. Der Tastkopf, der je nach Platzbedarf von S1 sehr kompakt aufgebaut werden kann (Tastspitze bei E), wird aus einem beliebigen Netztransformator mit etwa 35 V Wechselspannung oder einer etwa gleich großen Gleichspannung gespeist.

2.5. HF-mV-Tastkopfzusatz zum Vielfachmesser

Den *A 109* kann man entsprechend seinen Daten nur im NF-Bereich einsetzen. Für überschlägige Messungen, als HF-Indikator (Beispiel: Feldstärkeindikator) und ähnliche Zwecke ist das Prinzip des herkömmlichen „Diodenvoltmeters" bekannt, das sich – mit *A 109* als Nachverstärker – prinzipiell nach Bild 2.5 realisieren läßt. $C1$, $R1$ bilden einen Hochpaß. Mit D1 wird die HF-Spannung gleichgerichtet; an $C2$ entsteht eine entsprechende Richtgleichspannung. Sie wird mit V1 nachverstärkt und mit dem Vielfachmesser bei U angezeigt. Mit $R2$ ist in bekannter Weise der Verstärkungsgrad einstellbar. D2 kompensiert insbesondere den Temperaturkoeffizienten von D1. Das Gerät hat damit insgesamt die Eigenschaften herkömmlicher Diodenvoltmeter (und dementsprechend keinen linearen Anzeigeverlauf!). Die praktisch ausgeführte Schaltung zeigt Bild 2.6. Die Speisespannungsversorgung ist nicht angegeben; die erforderliche Betriebsspannung von 20 V soll jedoch gut stabilisiert sein. D3, D4 bewirken den Überlastungsschutz für den parallel anzuschließenden Vielfachmesser (Strombereich 50 oder 100 μA). $C1$ bis $C3$ müssen HF-taugliche Kondensatoren sein. Mit den angegebenen Bauelement-

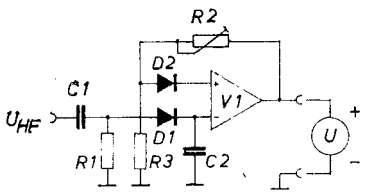


Bild 2.5:
Zum Prinzip des HF-mV-Tastkopfzusatzes

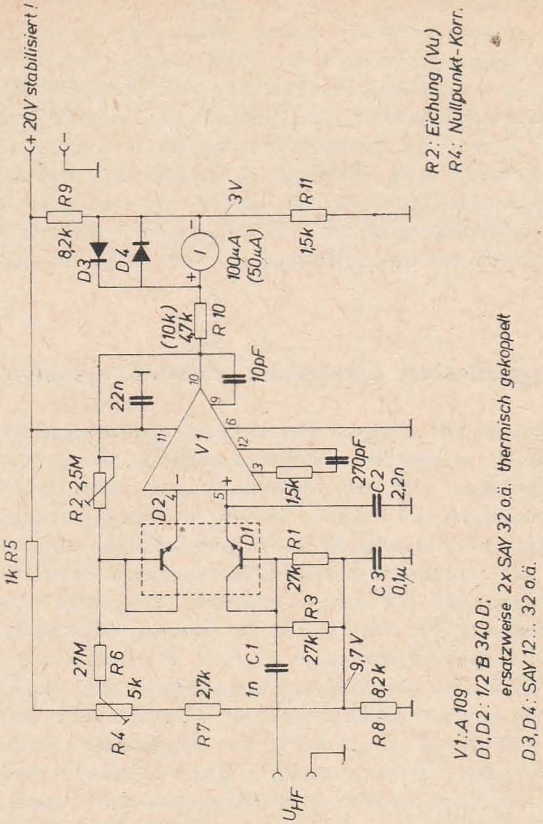


Bild 2.6: Schaltung des HF-mV-Tastkopfzusatzes für Vielfachmesser

werten kann man das Gerät im Frequenzbereich 50 kHz bis etwa 100 MHz einsetzen; die obere Frequenzgrenze hängt im wesentlichen von der HF-Tauglichkeit von D1, D2 ab. Hierfür empfiehlt sich wegen der notwendigen Temperatur- und Datengleichheit ein Dioden- oder Transistorarray (z. B. *B 340 D*, 2 der darin enthaltenen Transistoren werden als Dioden geschaltet; den Substratanschluß des *B 340 D* – Stift 4 und Stift 11 – legt man an den Verbindungspunkt *R*1, *R*8, *C*3). Anderenfalls sind auch 2 typ-

gleiche Siliziumdioden (*SAY 32* o. ä.) geeignet, die thermisch gekoppelt (zusammengeklebt) werden sollten. D1, D2 werden mit dem Eingangsgleichstrom der V1-Eingänge vorgespannt (Flußstrom in der Größenordnung 0,5 μA), dadurch bewirkt D2 näherungsweise eine quadratische Gleichrichtung. Die Schaltung ist ab etwa 5 bis 10 mV HF-Eingangsspannung verwendbar; die Skalenkalibrierung muß allerdings punktweise aufgenommen werden, da sie nicht linear verläuft. Mit *R*4 wird der Nullpunkt abgeglichen (Offsetkorrektur), mit *R*2 läßt sich der Vollausschlag des Instruments auf einen ganzzahligen Wert (z. B. 100 mV) festlegen.

2.6. Logarithmisch anzeigender HiFi-NF-Pegelmesser

Für hochwertige NF-Anlagen (Studiotechnik und vergleichbare Einsatzgebiete) werden logarithmisch anzeigende, in dB kalibrierte Pegelmesser mit exakt reproduzierbarem Skalenverlauf und einem mindestens 3 Dekaden (60 dB) umfassenden Meßumfang benötigt. Bild 2.7 zeigt dafür eine geeignete Schaltung. Sie unterteilt sich funktionell in einen Präzisionsgleichrichter (V1, V2) und – beginnend mit der „Schnittstelle" *R*5 – einen Logarithmierverstärker (V3, V4, T1, T2). Der Eingang ist ausgelegt für den Studiotechnik-Normpegel (1,55 V Wechselspannung; entsprechend 0 dB). Die maximale Eingangsspannung beträgt +15 dB, der nutzbare Meßumfang reicht bedarfsweise bis etwa −70 bis −80 dB ($U_e \approx 0{,}2$ mV!). Der Pegelmesser arbeitet linear ($\pm$ 0,1 dB) im Frequenzbereich 30 Hz bis 30 kHz (die obere Grenzfrequenz hängt von den *A 109*-Exemplaren und eventuell deren optimierter Frequenzgangkompensation ab; zusätzlich kann mit *C*1 linearisiert werden). Der mit V1, D1, D2 arbeitende Präzisionsgleichrichter wurde in Bild 2.7 mit V2 als Spannungsfolger erweitert, so daß mit *C*2 und *R*8 die für diesen Zweck erforderliche hohe Abklingzeitkonstante (wenn erforderlich, mit *R*8 exakt nach Studionorm einstellbar) erreicht wird. Der Ausgang des V1 ist außerdem niederohmig genug, um an *C*2 die Spitzenspannung auch bei großen Pegelsprüngen in weniger als 1 ms zu erreichen. ZD1 und D3 bilden einen Schutz für V2 bei starken Übersteuerungen am Eingang U_e. Ein Offsetabgleich für V1 und V2 entfällt; geringe restliche Offsetspannungen werden im nach-

folgenden Logarithmierer mit kompensiert. Am Ausgang des V2 steht eine positive, dem Spitzenwert von U_e entsprechende Gleichspannung zur Verfügung. Der nachfolgende mit *R*5 beginnende Logarithmierer (Einzelheiten zu Funktionsweise, Kenndaten, Berechnungsgang in [4]) setzt die von V2 abgegebene Spannung in einen bei U_a abnehmbaren Spannungshub von 1 V/20 dB um. Der Wandlerfaktor des Logarithmierers kann, falls *R*1 beim späteren Abgleich Endanschlag erreicht, grob mit *R*5 festgelegt werden. *R*2 bewirkt die Offsetkompensation der Logarithmierstufe V3, damit werden gleichzeitig restliche Offsetfehler des Präzisionsgleichrichters (V1, V2) ausgeglichen. Da über *R*2 und *R*3 Speisespannungsänderungen direkt in die Kalibrierung und Nullpunktlage eingehen können, müssen die Speisespannungen sehr gut stabilisiert sein. Logarithmiert wird mit T1. *C*3 verhindert Instabilitäten (mögliche Schwingneigung) und kann, falls die Anzeige zu träg anspricht, je nach Exemplareigenschaften von V3 und T1 erheblich im Wert verringert werden ([4]). Bei Logarithmierern dieser Art gehen insbesondere Temperaturschwankungen von T1 sehr stark in die Wandlerkennlinie ein ([4]), deshalb macht sich eine Kompensation mit T2 – der als Diode geschaltet ist – notwendig. Für sehr hohe Linearitätsanforderungen an die Wandlerkennlinie (nach [4] kann der Linearitätsfehler über mehrere Dekaden unter 0,1% gehalten werden) müssen T1, T2 vom gleichen Typ und thermisch bestmöglich gekoppelt sein. Am besten eignet sich ein Transistorarray *B 340 D* (dessen Substrat, Stift 4 und Stift 11, man mit der Speisespannung −12 V verbindet!). Ersatzweise kann man für die Logarithmierung *SF 136 E* oder *SF 137 E* bzw. datenähnliche Epitaxialplanartypen verwenden, die isoliert (Gehäuse liegt am Kollektor!) in einen gemeinsamen Aluminium- oder Kupferblock zur thermischen Kopplung eingesetzt werden. Restliche geringe Temperaturfehler der Gesamtschaltung kompensiert man mit einem Heißleiter (*R*42) in Serie mit *R*41. Für normale studiotechnische Anwendungen ist der Heißleiter jedoch nicht erforderlich. *R*41, *R*42 werden dann zu einem Festwiderstand 140 kΩ zusammengefaßt. Bei U_a schließt man das Pegelanzeigeinstrument (z. B. Lichtzeigerinstrument) an. Es wird zusammen mit einem (nicht gezeichneten) Vorwiderstand für einen Vollausschlag von 4,5 V (oder, falls eine vorhandene Linearskale benutzt werden soll, 5,0 V) bemessen. An U_a steht bei $U_e = 0$ dB $\triangleq$ 1,55 V Effektiv-

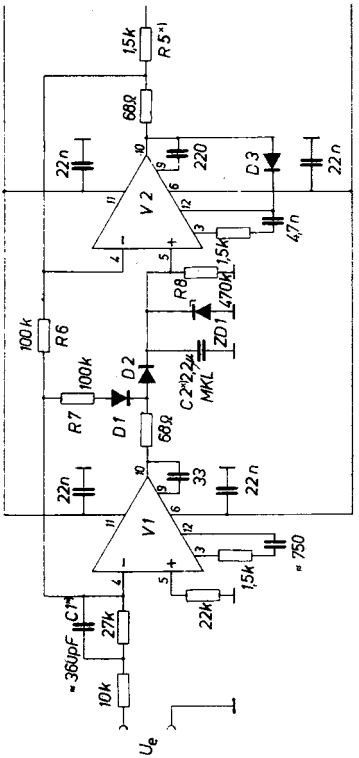
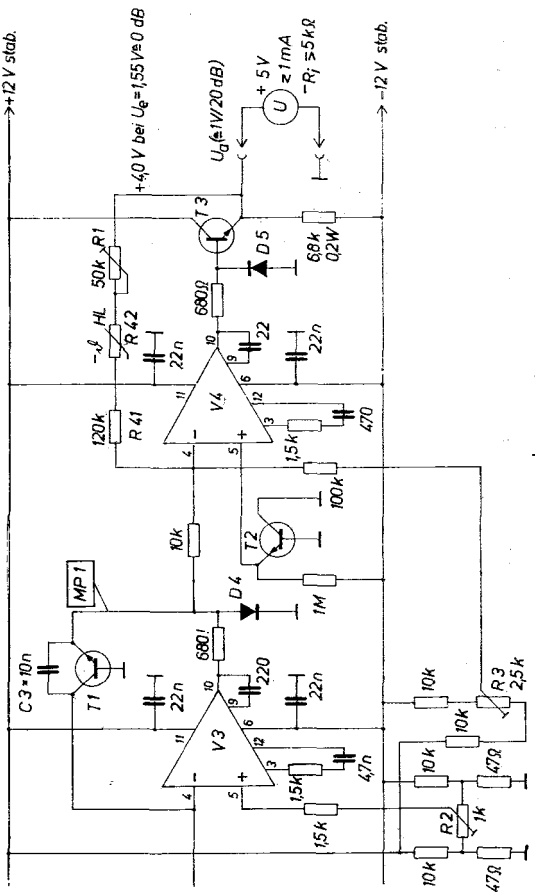


Bild 2.7: NF-Pegelmesser mit logarithmischer Anzeige

spannung eine Ausgangsspannung von 4,0 V zur Verfügung. Sie fällt linear mit 1 V je Dekade U_e ab. Mit U_e gleich −20 dB ≙ 0,155 V Wechselspannung ist somit $U_a = 3{,}0$ V, bei U_e gleich −60 dB ≙ 1,55 mV Wechselspannung ist $U_a = 1$ V. Die untere Meßbereichsgrenze liegt damit theoretisch bei −80 dB, jedoch verläuft die Wandlerkennlinie unterhalb etwa −70 dB nicht mehr exakt linear ([4]). Da außerdem bei derart großem Meßumfang in NF-Anlagen bereits das stets vorhandene Rauschen sowie geringe Störspannungen zur Anzeige kommen, werden Studiopegelmesser meist auf einen Anzeigewert bei −50 bis −60 dB begrenzt. Die dafür notwendige Unterdrückung des



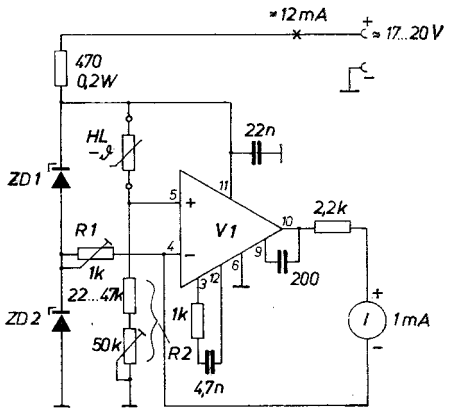
Anfangsbereichs läßt sich bedarfsweise leicht durch entsprechenden Abgleich von $R3$ erreichen. Wird mit $R3$ z. B. der Instrumentnullpunkt auf $U_e = -60$ dB festgelegt, kann die (bei noch geringerer U_e dann negativ werdende) Spannung U_a – die den Instrumentzeiger bis zum linken Anschlag auslenkt – maximal $-1{,}4$ V erreichen, was für das Meßwerk noch unbedenklich zulässig ist.

Der Pegelmesser wird wie folgt abgeglichen: Zunächst gleicht man mit $U_e = 0$ (Eingang kurzgeschlossen) $R2$ auf exakt $\pm$ 0 V gegen Masse am Meßpunkt MP 1 (Emitter T1) ab. Anschließend wird mit $R1$ und $R3$ – wechselseitig mehrmals zu wiederholen, da sich beide Einstellungen gegenseitig beeinflussen – ein Zweipunktabgleich bei $U_a = 4{,}0$ V mit $U_e = 0$ dB $\triangleq$ 1,55 V Wechselspannung und bei $U_a = 2{,}0$ V (1,0 V) mit $U_e = -40$ (-60) dB $\triangleq$ 15,5 (1,55) mV Wechselspannung vorgenommen. Den Abgleich beendet man mit $R3$, wobei sich $R3$ nötigenfalls, wie beschrieben, zur Unterdrückung des Anfangsbereichs (Skalennullpunkt bei z. B. -60 dB) benutzen läßt. Eine vorhandene lineare Skalenteilung am Meßinstrument kann unmittelbar in dB beschriftet werden.

2.7. Elektronisches Fieberthermometer mit Heißleiterfühler

Eine Temperaturmeßeinrichtung mit linearem Skalenverlauf für den Meßbereich 0 bis 100 °C wurde in [1] beschrieben. Eine mit Heißleiter realisierte, im Beispiel als Fieberthermometer für den Anzeigebereich 35 bis 41 °C ausgelegte Meßschaltung zeigt Bild 2.8. HL ist der als Fühler benutzte Heißleiter, für den sich vorzugsweise Meßthermistoren (TNM ...-Typen), insbesondere die in dieser Typenreihe enthaltenen „Punktfühler" mit nur millimetergroßer, in Glasspitze eingeschmolzener Thermistorperle eignen. HL sollte einen Nennwiderstand $R_{20} \approx$ 50 bis 100 kΩ haben.

Die Funktionsweise ist leicht erkennbar: Mit steigender Temperatur verringert der Heißleiter seinen Widerstand. Die an Eingang (5) des V1 ansteigende Spannung bewirkt ein Nachführen der V1-Ausgangsspannung, bis der über dem Meßinstrument und $R1$ abfließende Strom die Eingangsspannung an (4) gleich der an (5) liegenden Spannung eingestellt hat. Der hierfür notwendige Stromfluß im Meßwerk hängt somit von $R1$ ab und ist der HL-Widerstandsänderung direkt proportional. Die Skalenteilung verläuft jedoch nicht exakt linear, weil die Widerstandsänderung des Heißleiters keine lineare Funktion der Temperaturänderung ist. Die Instrumentskale muß deshalb punktweise kalibriert werden (Vergleich mit herkömmlichem Fieberthermometer). Mit $R1$ legt man das Bereichsende (z. B. 41 oder 42 °C) fest. Bei nicht zu



R1: Eichen Bereich (Skalenende)
R2: Eichen Nullpunkt (Skalenanfang)

V1: A 109
ZD1; ZD2: SZX 21/6,2
HL: TNM-Heißleiter; R_{20} = 50...100 kΩ (Punktfühler)

Bild 2.8: Elektronisches Fieberthermometer

kleiner Instrumentenskale kann 1/10 °C noch sicher abgelesen werden. Meßinstrumente mit anderen Strombereichen (z. B. Vielfachmesser: 50 oder 100 μA) lassen sich verwenden, wenn $R1$ entsprechend vergrößert wird. In diesem Fall sollte man sich eine in °C kalibrierte, auf die Skalenglasscheibe des Vielfachmessers auflegbare Zusatzskale, die aus starkem Zeichenkarton bestehen kann, anfertigen. Die erwähnten Thermistorpunktfühler haben eine Ansprechzeit von nur wenigen Sekunden, so daß Temperaturmessungen damit schnell und auch an kleinen Objekten möglich sind. Die Schaltung nach Bild 2.8 kann mit entsprechend geänderten $R1$ und $R2$ selbstverständlich auch für andere Temperaturintervalle verwendet werden, sie eignet sich insbesondere für die Messung relativ kleiner Temperaturintervalle, innerhalb der ein genaues Ablesen (Skalenspreizung) gefordert wird.

2.8. Luftströmungsgeschwindigkeits-Meßgerät (Anaemometer)

Eine Luftströmungsgeschwindigkeit (in Windkanälen, Abzügen, Klimaanlagen usw.) läßt sich z. B. messen, wenn ein elektrisch aufgeheizter Heißleiter in den Luftstrom gebracht wird. Die vorbeiströmende Luft kühlt den Heißleiter um so stärker, je höher ihre Strömungsgeschwindigkeit ist. Durch Erhöhen der Heizleistung bringt man den Heißleiter ständig wieder auf gleiche Temperatur. Die notwendige Steigerung der Heizleistung für den strömungsgekühlten Heißleiter ist dann der abgeführten Wärmemenge und damit der Strömungsgeschwindigkeit direkt proportional. Bild 2.9 zeigt eine für diesen Zweck geeignete Schaltung. Es handelt sich um eine selbstabgleichende Brückenschaltung, in der der Heißleiter HL1 – das Fühlerorgan – ständig auf etwa 180 °C aufgeheizt wird. Wenn die an HL1 vorbeiströmende Luft kühlt, steigt der Widerstandswert von HL1 und damit die Spannung am Eingang (5) des V1. Seine Ausgangsspannung bewirkt über T1 ein Erhöhen der Brückenspeisespannung, die HL1 entsprechend stärker heizt. Die Heizleistung in HL1 wird so lange gesteigert, bis HL1 wieder die Temperatur von etwa 180 °C angenommen hat und die Brücke, deren 2. Zweig aus $R4$, $R5$ besteht, wieder im Gleichgewicht ist. Die an Eingang (5) gestiegene Spannung bewirkt einen entsprechend stärkeren Stromfluß durch das Anzeigeinstrument, das somit unmittelbar in Strömungsgeschwindigkeiten kalibriert werden kann. Da HL1 außer von der Strömungskühlung auch von der Eigentemperatur des strömenden Mediums beeinflußt wird, muß HL2 diese Eigentemperatur kompensieren. HL2 ordnet man im zu kontrollierenden Medium so an, daß auf ihn keine Strömung wirkt. Bild 2.10 zeigt eine mögliche Anordnung. HL1, der Meßfühler, wird z. B. in einem Rohr oder Luftkanal in der zu messenden Strömung angeordnet, HL2 befindet sich in einer dem Strömungskanal angekoppelten Nebenkammer. Dort beeinflußt ihn die Strömung nicht, er nimmt aber stets die Temperatur des strömenden Mediums an. Die Schaltung nach Bild 2.9 ist je nach Dimensionierung und Heizleistung von HL1 für die Anzeige von Strömungsgeschwindigkeiten (in Luft) bis maximal etwa 3 km/h bzw. maximal etwa 20 km/h geeignet. Für HL1 wird ein möglichst kleiner, wenig wärmeträger Typ verwendet, der bei der Betriebstemperatur von etwa 180 °C

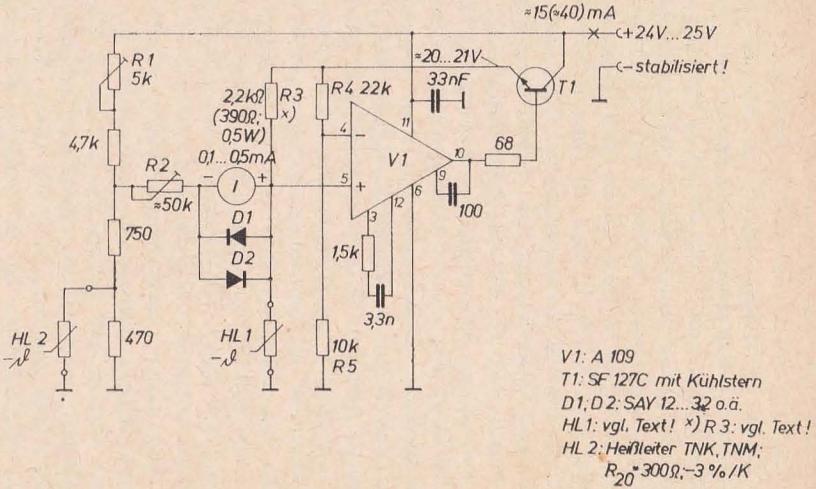


Bild 2.9: Strömungsgeschwindigkeitsmesser (Anaemometer); Leitung V1 (5) zu 1 ist mit Kreuzung Leitung (R3 zu D1) verbunden

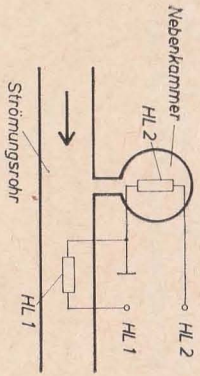


Bild 2.10: Zur Anordnung der Heißleiter für das Anaemometer

einen Widerstandswert (nicht mit Nennwert R_{20} zu verwechseln!) von etwa 1 kΩ haben soll. In diesem Fall wählt man für $R3$ einen Wert von 2,2 kΩ. Die Heizleistung für HL1, die zum Erreichen der Betriebstemperatur genügen muß, beträgt dann jedoch nur etwa 25 mW (in ruhender Luft). Für höhere Strömungsgeschwindigkeiten oder größere HL1-Bauformen wählt man einen Typ, der im aufgeheizten Zustand bei 180 °C etwa 200 Ω hat; $R3$ wird dann mit 390 Ω/0,5 W bemessen. Die Heizleistung für HL1 erreicht dabei etwa 0,25 W. T1 muß mit einem Kühlstern versehen werden und wird bei der letztgenannten Dimensionierung bereits mit einer Verlustleistung nahe seinem Grenzwert betrieben. Der Strombereich für das Anzeigeinstrument sollte, abhängig vom gewünschten Meßumfang, bei maximal 0,2 bis 0,5 mA liegen. D1, D2 stellen einen Überlastungsschutz für das Instrument (bei eventuellen Störungen an HL1 sowie während der Aufheizphase nach Anlegen der Speisespannung) dar. Mit $R1$ wird nach beendetem Aufheizen der Instrumentnullpunkt (HL1 in ruhender Luft) abgeglichen, mit $R2$ kalibriert man den Skalenwert. Da die Wirksamkeit der Anordnung und der erreichbare Meßbereichsumfang weitgehend von Typ, Bauform und Anordnung des HL1 in der Strömung abhängen, sind ausgiebige Vorversuche nötig. Für HL1 eignen sich bevorzugt stäbchenförmige Heißleiterbauformen, eventuell auch flache scheibenförmige Formen. Die Kalibrierung kann nur durch Vergleich mit einem in der Meteorologie gebräuchlichen mechanischen Anaemometer (Kugelschalenwindrad) durchgeführt werden. Das gezeigte Verfahren läßt sich prinzipiell auch zur Strömungsmessung in Flüssigkeiten anwenden, jedoch sind dann erheblich höhere Heizleistungen für HL1 erforderlich, die mit der gezeigten einfachen Anordnung nicht mehr realisiert werden können. Für T1 wäre dann ein zusätzlicher Leistungstransistor (Tandemschaltung) erforderlich, $R3$ und HL1 müßten wesentlich niederohmiger ausgelegt sein. In jedem Fall muß man die Auswirkungen der HL1-Temperatur auf das zu kontrollierende Medium bedenken. Die Anwendung in brennbaren oder entflammbaren Medien ist nicht zulässig!

3. Speiseschaltungen

Eine Auswahl von Speiseschaltungen und Stabilisierungsschaltungen wurde bereits in [1] beschrieben. Nachfolgend werden einige weitere derartige Schaltungen mit dem *A 109* ergänzend dazu vorgestellt.

3.1. Speisung von *A 109* aus einer einzigen Betriebsspannung

Im allgemeinen benötigt der *A 109* 2 auf Masse bezogene Speisespannungen $+U_S$ und $-U_S$. Oft verfügt der Amateur aber nur über eine Speisespannungsquelle. Sie muß der Summe der beiden Teilspannungen $+U_S$ und $-U_S$ entsprechen. Die Bildung einer „künstlichen Mitte" wurde in vereinfachter Form als „elektronischer Spannungsteiler" bereits in [1] gezeigt. Nach diesem Prinzip arbeitet auch die strommäßig höher belastbare Schaltung gemäß Bild 3.1. Die komplementären Transistoren T1, T2 übernehmen jeweils die Differenz der bei $+I_S$, $-I_S$ fließenden Ströme. Für $U_S = \pm 15$ V darf diese Differenz im Dauerbetrieb bis etwa 35 mA betragen, kurzzeitig bis etwa 0,1 A, wenn beide Transistoren mit Kühlsternen versehen sind. D1 verhindert „Latch up" (Hängenbleiben, [1]) des V1 insbesondere beim Einschalten der Betriebsspannung. Die Eingangsspannung U_e muß mindestens 12 V betragen (dann $U_S = \pm 6$ V). Benutzt man die Schaltung zum Experimentieren über steckbare U_e-Anschlüsse, ist es ratsam, die Diode D2 (Verpolungsschutz) einzufügen, da bei falsch gepolter Betriebsspannung V1 und sämtliche von $\pm U_S$ gespeisten *A 109* sofort zerstört werden können. Über D2 fallen etwa 0,7 V ab, was sich durch Erhöhen von U_e, wenn nötig, ausgleichen läßt. Für D2 sind 1-A-Typen, bis zu einem Gesamtstrom von etwa 0,3 A auch der Typ *SAY 12*, geeignet. Falls für die von $\pm U_S$ gespeisten Schaltungen stabilisierte Betriebsspannungen gefordert werden, muß bereits U_e entsprechend stabilisiert sein. Immerhin kommt man dann mit nur einer Stabilisierungsschaltung für U_e aus. Für $|+U_S| = |-U_S|$ wird $R1 = R2$ bemessen. Es gilt

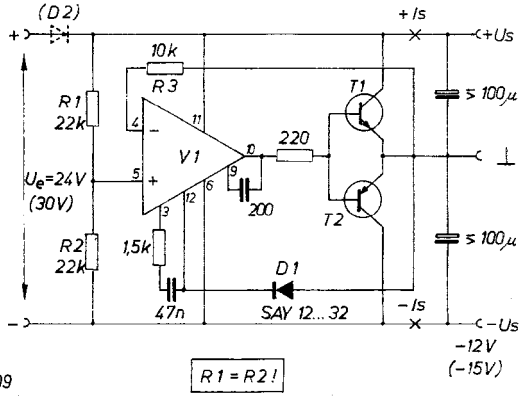


Bild 3.1: Ableitung zweier Betriebsspannungen $+U_S$ und $-U_S$ aus einer einzigen Speisespannung zur Speisung von *A 109*

$\frac{|+U_S|}{|-U_S|} = \frac{R1}{R2}$; demzufolge kann man bedarfsweise auch ungleich große Ausgangsspannungen (mit $U_e = 18$ V und $R1 = 2 \cdot R2$ z. B. $U_S = +12$ V, $U_S = -6$ V) bereitstellen. Für $|U_S|$ sollten 6 V nicht unterschritten werden, um eine einwandfreie Funktion von V1 zu gewährleisten. Die U_e-Quelle darf keine Masseverbindung zum Ausgang (Emitter T1, T2 und Folgegeräte) haben.

3.2. Dualspeisespannungsgerät

Bild 3.2 zeigt die Gesamtschaltung eines Speisespannungsgeräts, das 2 im Betrag stets gleich große Speisespannungen $+U_S$, $-U_S$ abgibt, die sich gemeinsam zwischen 2 und 20 V einstellen lassen. Dieses Gerät ist insbesondere für Labor und Werkstatt als universelles Speisegerät für mit dem *A 109* bestückte Schaltungen und ähnliche Zwecke geeignet, bei denen eine positive und eine negative Speisespannung benötigt werden. Mit *P*1 kann man die Ausgangsspannungen $\pm U_S$ einstellen (Achtung: Wenn die damit zu betreibenden Geräte mit dem *A 109* bestückt sind, sollte vor-

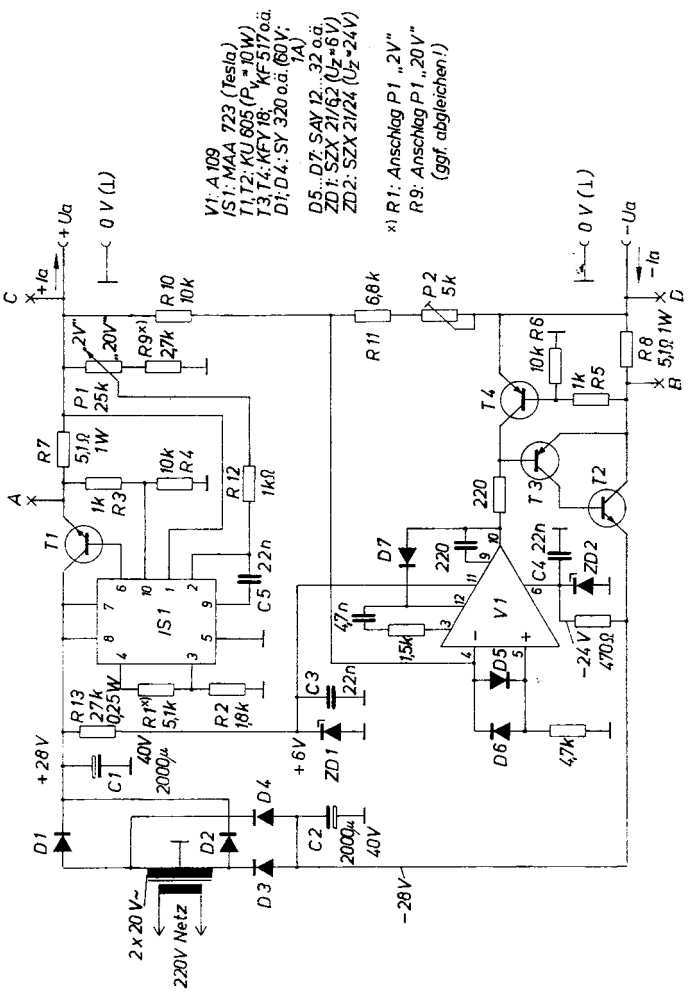


Bild 3.2: Dualspannungs-Netzgerät für Labor und Werkstatt. Anschlußziffern für IS1 gültig für TO-Gehäuse [3]. ($R13$ hat 2,7 kΩ)

sorglich die maximale Ausgangsspannung auf $\pm$ 18 V für Anschlagstellung des $P1$ begrenzt werden; hierfür ist $R9$ im Wert zu vergrößern). Die Ausgänge $+U_a$, $-U_a$ des Geräts sind kurzschlußfest und mit fold-back-Charakteristik versehen. Die maximal entnehmbaren Ausgangsströme für $+I_a$ und $-I_a$ betragen je $\approx$ 0,4 A. Bei etwa 0,45 bis 0,48 A setzt der Abschaltvorgang ein; der danach fließende Kurzschlußstrom bei I_a beträgt etwa 180 mA oder weniger. Wird dieser Kurzschlußstrom unterschritten bzw. der Verbraucher abgetrennt, so schaltet sich das Gerät selbst wieder ein. Beim Mustergerät ergab sich (übereinstimmend für beide Ausgänge $+U_a$, $-U_a$) die in Bild 3.3 gezeigte fold-back-Kennlinie, gemessen bei $U_a = +15$ V.

Für die Stabilisierung der positiven Ausgangsspannung wird IS1 (*MAA 723*, internationaler Typ „*723*") verwendet (Einzelheiten zu diesem Stabilisator-IS in [3]). Mit $R1$ kann der U_a-Wert für den oberen $P1$-Anschlag auf genau 2,0 V festgelegt werden; $R9$ bestimmt U_a für den unteren $P1$-Anschlag (hier 20 V). Auf Erläuterung der Strombegrenzungs- und fold-back-Wirkungsweise wird verzichtet, sie ist in [3] zu finden. Die dafür zuständigen Bauelemente sind $R3$, $R4$ und $R7$. Man kann auf die fold-back-Charakteristik verzichten und mit einfacher Strombegrenzung arbeiten, wenn T1, T2 ausreichend gekühlt werden (Verlustleistung bei Kurzschluß dann maximal etwa 12 W je Transistor, Kurzschlußstrom $\approx$ 0,4 A). Bei einer solchen Schaltung entfallen $R4$, $R6$; $R3$ und $R5$ werden Null; $R7$, $R8$ ändern sich zu je 1,6 Ω/0,3 W. Zugehörige Änderungen für Bild 3.4 sind: An S1a (2)

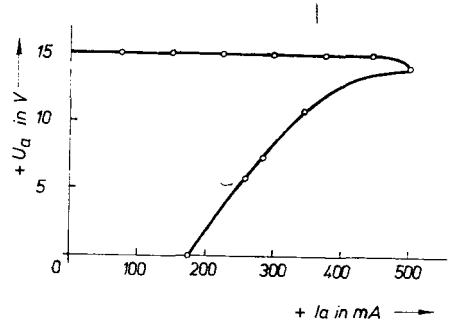
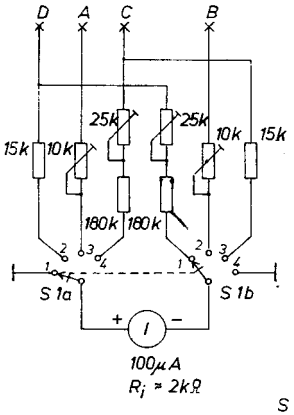


Bild 3.3: fold-back-Kennlinie der Ausgangsspannung des Netzgeräts nach Bild 3.2

15 kΩ ändern in 5,1 kΩ, an S1a (3) 10 kΩ ändern in 2,5 kΩ, an S1b (2) ebenfalls 2,5 kΩ statt 10 kΩ (Einstellwiderstand), an S1b (3) 15 kΩ ändern in 5,1 kΩ.

Den Netztransformator muß man so bemessen, daß an den Ladekondensatoren $C1$ und $C2$ $+28$ bzw. -28 V gemessen werden. Die Stabilisierungsschaltung für den positiven Zweig ($+U_a$) mit IS1 hat keine Besonderheiten und entspricht weitgehend [3]. Die negative Ausgangsspannung wird durch Vergleich ihres Ist-Werts mit der positiven Ausgangsspannung – die die Referenzspannung für $-U_a$ bildet – stabilisiert, so daß zwangsläufig stets $|-U_a| = |+U_a|$ ist. Den entsprechenden Spannungsvergleich bewirkt der *A 109* (V1). Sein Ausgang regelt $-U_a$ über T3 und T2 so nach, daß stets die Spannung am Verbindungspunkt $R10$, $R11$ Null ist. Bei $R10 = R11 + P2$ ist $|+U_a| = |-U_a|$. $P2$ wird deshalb einmalig auf gleiche Ausgangsspannungen abgeglichen. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, $P2$ als 2. Bedienorgan vorzusehen (dann $R11 = 1$ kΩ, $P2 = 10$ kΩ). Man kann nun mit $P1$ die Ausgangsspannung $+U_a$, mit $P2$ das Verhältnis $\frac{|+U_a|}{|-U_a|}$ wählen, falls ungleich große Ausgangsspannungen gefordert werden. Dann ist allerdings ein fest eingebautes Ausgangsspannungsvoltmeter (Bild 3.4) unerläßich. Wird $P2$ nur für einmaligen Abgleich ($|+U_a| = |-U_a|$) benutzt, genügt für Amateurzwecke notfalls eine in Volt kalibrierte Skale an $P1$.

Die Ausgangsspannung des V1 liegt nahe dem Wert $-U_a$. V1 wird deshalb mit gegen Masse unsymmetrischen Speisespannungen ($+6$ und -24 V) gespeist, die mit ZD1 und ZD2 bereitgestellt werden. D5 bis D7 schützen V1 bei anormalen Betriebszuständen (Ausgangskurzschluß, Einschaltvorgang bei Inbetriebnahme) gegen „Latch up" und Eingangsüberlastungen. T4 bildet mit $R5$, $R6$ und $R8$ die Kurzschlußstrombegrenzung, deren fold-back-Verhalten mit dem im positiven Zweig zusammen mit IS1 wirksamen Prinzip verglichen werden kann. Die Betriebsweise von V1 entspricht hier dem „elektronischen Spannungsteiler" nach [1] und Bild 3.1 ($R1 \triangleq R10$; $R2 \triangleq R11 + P2$ in Bild 3.2). Da T2 bis T4 innerhalb der Regelschleife des V1 liegen, wird ihr Einfluß ebenso wie der Spannungsabfall über $R8$ sehr genau ausgeregelt, womit die Spannungskonstanz für $-U_a$ nicht merklich schlechter ist als die (bei Verwendung des *MAA 723* sehr gute) Konstanz von $+U_a$.



S 1:

1=−Ua (20V)
2=−Ia (0,4A)
3=+Ia (0,4A)
4=+Ua (20V)

Bild 3.4: Meßzusatz für das Netzgerät nach Bild 3.2

Für Geräte dieser Art sollte man immer mindestens ein fest eingebautes Meßinstrument für U_a und I_a vorsehen. Da Meßwerke oft das problematischste Bauelement für den Amateur sind, wird in Bild 3.4 eine Zusatzschaltung für Bild 3.2 angegeben, die es gestattet, ein einziges eingebautes Meßwerk (100 μA) auf die Ausgangsgrößen $-U_a$, $-I_a$, $+I_a$ und $+U_a$ (mit S1a, b) umzuschalten. Für die Strommessung wird hierbei der ohnehin in jedem Zweig vorhandene Shuntwiderstand ($R7$ bzw. $R8$) mitverwendet. Die Widerstandsaufteilung an den S1-Anschlüssen gemäß Bild 3.4 verhindert Kurzschlüsse beim Umschalten durch den Schaltkontaktnippel des S1. Die einmalige Kalibrierung der U- und I-Bereiche nach Bild 3.4 ermöglichten die angegebenen Einstellwiderstände durch Vergleich mit einem außen angeschlossenen Vielfachmesser. A, B, C, D sind mit den gleichnamigen Punkten in Bild 3.2 zu verbinden. Eine Einschaltkontrollanzeige läßt sich ohne zusätzlichen Aufwand durch Einschalten einer LED (*VQA 13* bis *VQA 33*) in Serie mit $R13$ realisieren, gegebenenfalls kann $R13$ dann mit 2,2 kΩ statt 2,7 kΩ bemessen werden. Für das Mustergerät nach Bild 3.2 wurde (mit $U_a = \pm 15$ V) eine Ausgangsspannungsschwankung von etwa $-1{,}5 \cdot 10^{-3}$ V im

Bereich $\pm I_a = 0$ bis 0,4 A ermittelt. Die Brumm- und Rauschspannung an den Ausgängen betrug maximal 0,1 mV (U_{eff})

3.3. Konstantstromquellen

Ein konstanter Stromfluß durch einen gegen Masse geschalteten Verbraucher (nachfolgend stets vereinfacht als Lastwiderstand R_L angenommen) läßt sich mit der Schaltung nach Bild 3.5 realisieren. Mit Rücksicht auf die Grenzdaten des *A 109* (V1) kann der konstante Strom I_L maximal etwa 5 mA betragen. Er ist unabhängig vom Wert des R_L, solange die aus I_L und R_L resultierende Spannung U_L den in Bild 3.5 angegebenen Grenzwert (gültig für Speisung des V1 mit $U_s = \pm 15$ V!) nicht übersteigt. Der Wert für R_L kann somit zwischen 0 Ω und $R_L = \frac{U_{Lmax}}{I_L}$ liegen, ohne daß sich I_L ändert. I_L wird nach der in Bild 3.5 angegebenen Beziehung festgelegt. Die Referenzspannung U_{ref} wird im allgemeinen als konstanter Wert angelegt, ihre Stabilität bestimmt im wesentlichen die Stabilität von I_L. Ein genauer Abgleich des geforderten I_L-Werts ist entweder durch Ändern von U_{ref} oder – einfacher – von $R1$ möglich; $R1$ kann zu diesem Zweck ein Einstellwiderstand sein und darf in den Grenzen 0,2 bis 2,7 kΩ variieren. Die untere Grenze für $R1$ resultiert aus den *A 109*-Grenzdaten, der obere Grenzwert hängt nach der in Bild 3.5 angegebenen Bedingung mit $R2$ zusammen, der für den *A 109* nicht wesentlich über 100 kΩ betragen kann. Bei konstant bleibender U_{ref} läßt sich I_L demzufolge allein mit $R1$ immerhin im Verhältnis von etwa 1:13 variieren. U_{ref} sollte im Hinblick auf günstige $R1$-Werte niedrig (1 bis 3 V) sein. Über $R1$ stellt sich stets der Wert U_{ref} ein. Die Stromflußrichtung durch R_L bzw. Polarität von U_L hängt von der Polung der Referenzspannung ab (in Klammer angegebene Vorzeichen für U_{ref} und U_L gehören zusammen). Eine mögliche Variante zur Erzeugung von U_{ref} ist punktiert dargestellt (D1, D2, S1). Für D1, D2 benutzt man im einfachsten Fall Leuchtdioden als Spannungsstabilisierung. Mit S1 läßt sich die Polarität von U_{ref} und damit die I_L-Flußrichtung umkehren. Für hohe Ansprüche an die Konstanz des I_L muß U_{ref} allerdings (z. B. mit einer der in [1] angegebenen Konstantspannungsquellen) besser stabilisiert sein. Statt S1 kann man auch mit

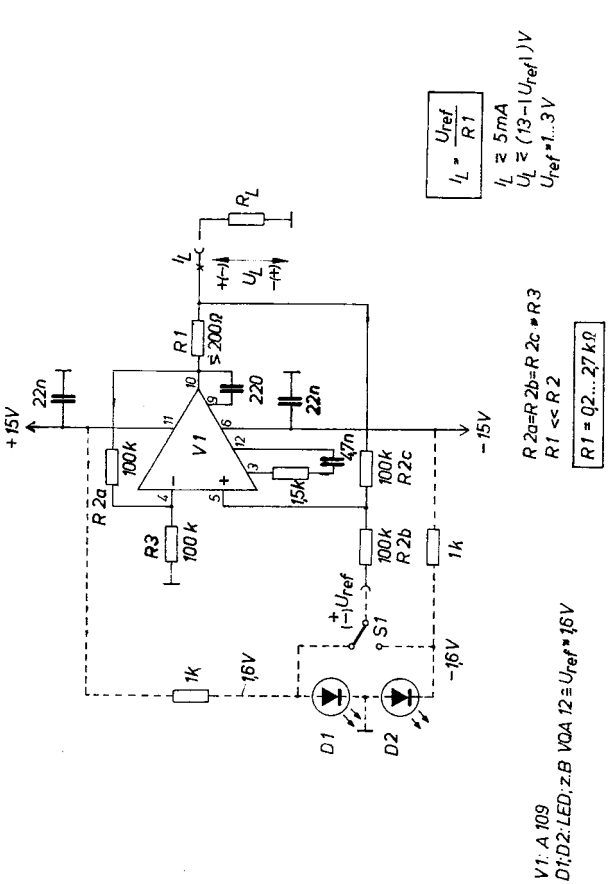


Bild 3.5: Konstantstromquelle; Last R_L an Masse

einem Potentiometer parallel zu D1 und D2 kontinuierlich I_L einstellen. Eine denkbare Anwendung dieser Schaltung im Amateurbereich ist z. B. die Konstantstromladung von Knopfzellen (Kleinstakkumulatoren). Im Gegensatz zu herkömmlichen Konstantstromschaltungen ermöglicht die Schaltung nach Bild 3.5

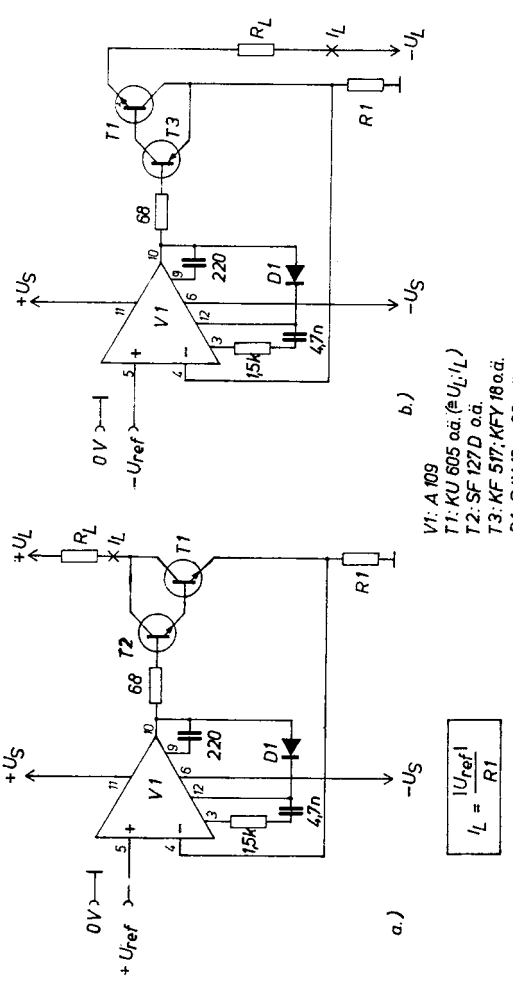


Bild 3.6: Konstantstromquellen; a — Last nach positiver Spannung geschaltet
b — Last nach negativer Spannung

auch einen konstanten *Wechselstrom* durch R_L. Hierzu wird bei U_{ref} eine amplitudenkonstante Wechselspannung von etwa 1,2 bis 2 V angelegt. I_L ist dann ein dieser Wechselspannung und $R1$ proportionaler, von R_L unabhängiger Wechselstrom.

Für höhere Konstantströme (Beispiel: Akkumulatorladegeräte) eignet sich die Schaltungsweise nach Bild 3.6, wobei der Lastwiderstand (z. B. Akkumulator) R_L zwischen T1 und einer je nach R_L und I_L zu wählenden positiven Spannung $+U_L$ liegt (Bild 3.6a) oder zwischen T1 und einer negativen Lastspeisespannung $-U_L$ (Bild 3.6b). Die Polarität der (auch hier wieder notwendigen) Referenzspannung ist je nach Variante fest vorgegeben. V1 arbeitet in dieser Schaltungsweise als Spannungsfolger; über $R1$ stellt sich daher stets eine Spannung $U_{R1} = U_{ref}$ ein. Demzufolge ergibt sich der geforderte I_L aus der in Bild 3.6 angegebenen, für beide Varianten gültigen Beziehung. Je nach Größe von I_L – es sind Ströme bis zu einigen Ampere möglich – muß $R1$ außerdem nach der ebenfalls in Bild 3.6 angegebenen Beziehung für die an ihm entstehende Verlustleistung P_V ($R1$) ausreichend bemessen werden. Man kann I_L einstellen, wenn sich $R1$ oder (hier meist einfacher zu realisieren) U_{ref} verändern läßt. U_{ref} kann zwischen etwa 0,5 V und maximal $U_{ref} = 0{,}5 \cdot U_S$ gewählt werden. Wird auf die Einstellmöglichkeit verzichtet, wählt man U_{ref} mit 0,7 bis 1,6 V. Diese Spannung wird z. B., wie in Bild 3.5 (D1 oder D2) gezeigt, bereitgestellt. Zu beachten ist hier die Belastbarkeit der Transistoren (insbesondere von T1). Deren Kollektorsperrspannung soll mindestens gleich U_L sein. Die an T1 auftretende (und eventuell durch Kühlung abzuführende) Verlustleistung ergibt sich zu $P_V = I_L \cdot [U_L - (I_L \cdot R_L) - (I_L \cdot R1)]$. Wendet man eine solche Schaltung z. B. für Akkuladegeräte an, muß in der Gleichung entweder – für kurzschlußfeste Ladeanschlußklemmen – sicherheitshalber $R_L = 0$ gesetzt oder der Term $(I_L \cdot R_L)$ durch die am zu ladenden Akkumulator minimal auftretende Spannung (etwa 70% des Nennspannungswerts) ersetzt werden. U_L muß man so groß ansetzen, daß auch mit maximal zu erwartendem R_L (bei Akkumulatorladung: etwa 1,4 · Akkumulatornennspannung bzw. die Ladeschlußspannung) über T1 noch mindestens eine Kollektor-Emitter-Spannung von etwa 1,5 V auftritt. Falls U_L vorgegeben ist, läßt sich T1 im Rahmen der soeben genannten Grenzbedingungen verlustleistungsmäßig entlasten, indem gegebenenfalls U_{ref} und $R1$ gleichzeitig vergrößert werden (womit ein Teil der Verlustleistung von T1 auf $R1$ „verlagert" wird). Die Verlustleistung von T2 kann – nachdem der maximal für P_V (T1) auftretende Wert bekannt ist und die Stromverstärkung B des benutzten T1 gemessen wurde – vom Prak-

tiker vereinfacht nach P_v (T2) $\approx \frac{P_v\,(T1)}{B(T1)}$ bestimmt werden. Bleibt P_v(T1) unter 0,5 W, so genügt für T1 ein *SF 127*, der mit Kühlstern versehen wird.

3.4. Stromspiegel

Werden mehrere konstante Ströme (im Bereich einiger zehn Mikroampere bis zu einigen Milliampere) benötigt, deren Verhältnis zueinander ebenfalls konstant bleiben muß, so eignet sich vorteilhaft die aus der analogen Schaltkreistechnik bekannte Stromspiegelschaltung. Bild 3.7 zeigt hierfür eine Möglichkeit. Die Transistoren T1 bis T4, mit denen die Konstantstromquellen realisiert werden, müssen exakt datengleich und auf gleicher Temperatur sein, was bedeutet, daß sie sich gemeinsam auf einem Halbleiterchip befinden müssen. Für T1 bis T4 wird deshalb das Transistorarray *B 340 D* (oder *B 341 D*) verwendet. Die mit konstantem Strom zu speisenden Verbraucher (bei T1 wiederum als Lastwiderstand R_{L1} angedeutet) werden zwischen $+U_L$ (nach Bedarf zu wählen, gegebenenfalls $U_L = +U_S$) und den Transistorkollektor geschaltet. *P*1 sei zunächst nicht vorhanden. Da jetzt als Referenzspannung das Massepotential benutzt wird und der arbeitspunktbestimmende Widerstand *R*1 gegen $-U_S$ geschaltet ist, muß $-U_S$ für diese Anwendung entsprechend gut stabilisiert sein. V1 sorgt dafür, daß sich am Emitter T1 stets Massepotential einstellt. Damit hängt der bei I_{L1} fließende Strom praktisch nur von $-U_S$ und *R*1 ab. Die entsprechende Beziehung für I_{L1} ist im Bild 3.7 angegeben. T1 bis T4 sind datengleich, deshalb kann für alle Transistoren die gleiche Basis-Emitter-Flußspannung vorausgesetzt werden. Da alle Transistoren basisseitig parallelliegen, stellen sich somit auch für T2 bis T4 stets Kollektorströme I_{n1} bis I_{n3} ein, deren Wert – weil $U_{R1} = U_{Rn}$ – nur von $-U_S$ und R_n abhängt. Die Teilströme I_n werden demzufolge mit der in Bild 3.7 angegebenen Beziehung durch Wahl entsprechender R_n-Werte festgelegt. Die Ströme I_n verhalten sich zu I_{L1} wie die Widerstände R_n zu *R*1. Wird I_{L1} geändert, so ändern sich gleichsinnig mit diesem Strom auch I_{n1} bis I_{n3}. Sollen die einzelnen Konstantströme gemeinsam einstellbar sein, kann man *P*1 vorsehen, womit die Referenzspannung für V1 verändert wird. U_{R1} ist jetzt nicht

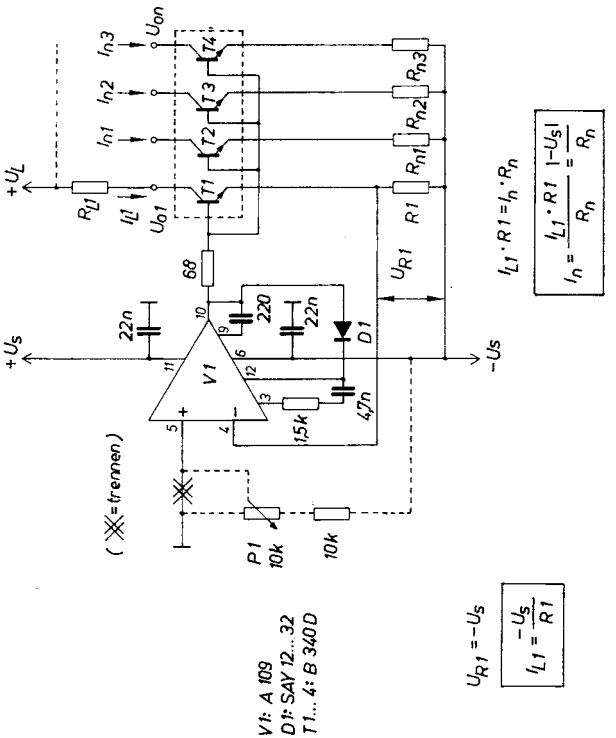


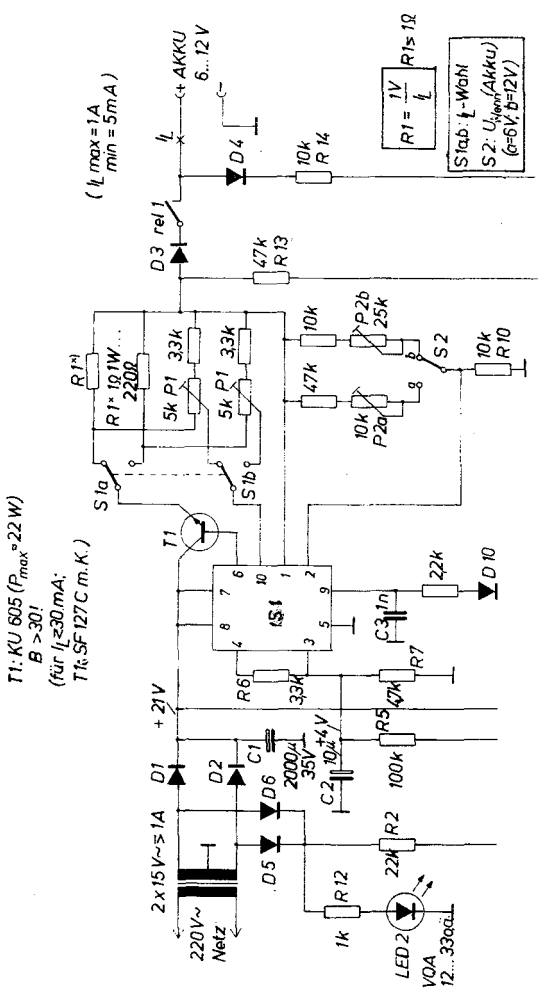
Bild 3.7: Stromspiegelschaltung mit Transistorarray *B 340 D*

mehr gleich $-U_S$; es gilt $I_{L1} = \dfrac{U_{R1}}{R1}$ [mit $U_{R1} = (-U_S) - U_5$. U_5 ist die an $P1$ abgegriffene Spannung zwischen Stift 6 (V1) und Masse]. U_{R1} darf in den Grenzen $(-U_S)$ bis $\left(\dfrac{-U_S}{2}\right)$ verändert werden. Mit $P1$ lassen sich daher I_{L1} und I_{n1} bis I_{n3} gemeinsam im Verhältnis 2:1 verändern. Man muß beachten, daß für T1 bis T4 eine Kollektor-Emitter-Spannung von 1 V nicht unterschritten werden darf. Ohne $P1$ (V1 Anschluß 5 an Masse) sollte also

U_{o1} bis $U_{on} \geq 1{,}2$ V eingehalten werden. Je nach gewählten Größen I_{L1} (I_n) und R_{L1} (R_n) ist daher der Mindestwert für $+U_L$ anzusetzen bzw. ergibt sich mit vorgegebenem U_L-Wert der Maximalwert für R_L.
Eine weitere Möglichkeit ist (bei entsprechend geringem Spannungsabfall über R_{L1} bzw. R_n) gegeben, wenn man $R1$, R_{n1} bis R_{n3} nicht an $-U_s$, sondern an Masse legt. An V1 (Anschluß 5) muß dann eine positive Referenzspannung anliegen, deren Wert dem von U_{R1} entspricht. Mit der wählbaren Referenzspannung U_{ref} (2,5 bis 8 V) ergeben sich
$I_{L1} = \frac{U_{ref}}{R1}$ und $I_n = \frac{U_{ref}}{R_n}$. Die Größen $-U_s$ und $+U_s$ gehen in diesem Fall nicht mehr in I_{L1} und I_n ein. Die Referenzspannung kann für hohe Stabilitätsansprüche leicht mit geeigneten Schaltungen ([1]) stabilisiert werden.

3.5. Akkumulatorladegerät mit Abschaltautomatik

Das Ladegerät, dessen Gesamtschaltung Bild 3.8 zeigt, ist zur Ladung von Akkumulatoren mit Nennspannungen von 6 bis 12 V ausgelegt und für Ladeströme zwischen 5 mA und 1 A geeignet. Der Akkumulator wird mit konstantem Ladestrom bis nahe der Ladeendspannung geladen. Bei etwa 95% der Ladeendspannung beginnt der Ladestrom zu sinken und erreicht mit der Ladeendspannung theoretisch den Wert Null. Praktisch bleibt ein geringer restlicher Ladestromfluß als „Erhaltungsladung" bestehen, dessen Stärke je nach Batterieeigenschaften und Batteriezustand von der Batterie selbst optimal eingestellt wird. Das Gerät eignet sich deshalb besonders zur unbeaufsichtigten Ladung und längeren Lagerung unbenutzter Akkumulatoren (Kfz-Batterien: während der Winterpause). Die Ausgangsklemmen sind kurzschlußfest und gegen Falschpolung der Batterie gesichert. Der Ladestrom wird nur eingeschaltet, wenn die zu ladende Batterie noch eine Klemmenspannung von mindestens 4,8 V aufweist, was auch bei stark entladenen Batterien gegeben ist und wenn die Batterie, richtig gepolt, angeschlossen wird. Im Mustergerät wurde mit S1a, b eine Umschaltmöglichkeit für den Ladestrom (je nach Batterietyp zu wählen, S1 kann auch für mehr als 2 Ladestromstufen ausgelegt werden) und mit S2 eine Umschaltmöglichkeit



für die Batterienennspannung (im Beispiel: Stellung a = 6 V Stellung b = 12 V) vorgesehen.

Zur Wirkungsweise: Eine Konstantstromladung läßt sich sehr vorteilhaft mit IS1 (*MAA 723*) realisieren. Die Funktionsweise

D1... D3: SY 320 o.ä. (50 V; 1 A)
D4... D11: SAY 12...32 o.ä.
V1: A 109
IS1: MAA 723

Bild 3.8: Akkumulatorladegerät; *R*2, *R*12 und Katoden D5, D6 sind verbunden. Katode D10 führt zu *R*9 und V1 (Stift 10); Widerstand an Anode D10 hat 2,2 kΩ; Serienwiderstände zu *P*1 je 3,3 kΩ

und Innenschaltung der *MAA 723* wurde in [3] erläutert. Der normalerweise strombegrenzende Widerstand *R*1 wird hier nach der in Bild 3.8 mit angegebenen Beziehung entsprechend dem gewünschten Ladestrom I_L ausgelegt (*R*1 läßt sich mit S1 umschalten). Mit *P*1 wird später der Ladestrom einmal exakt abgeglichen. IS1 wird also *nicht* als *Spannungs*stabilisator, sondern ständig im Bereich der Ausgangsstrombegrenzung als Konstant-

*strom*quelle betrieben, solange die Batterieklemmenspannung noch unter dem Wert der Ladeendspannung liegt. Nähert sich die Klemmenspannung dem Ladungsende, so geht IS1 in den „normalen" Betriebszustand über und gibt eine konstante Spannung ab, die (mit *P*2 abgleichbar) um den Betrag der Flußspannung von D3 über der Batterieladeendspannung liegt. Der Strom wird dadurch bei Erreichen der Ladeendspannung rasch gegen Null gehen. Wegen des scharfen Einsatzpunkts der Strombegrenzung von IS1 ([3]) erübrigt sich eine gesonderte Ladeendabschaltung, und die angeschlossene Batterie zieht nach Ende der regulären Ladung selbst so viel Erhaltungsladestrom nach, wie für das Beibehalten ihrer Ladeendspannung notwendig ist. Man stellt diese Endspannung deshalb mit *P*2 auf den für die jeweilige Batterie gültigen Wert der Gasungsschwelle ein (für Bleiakkumulatoren 6 V z. B. 7,8 V, für 12-V-Akkumulatoren 15,6 V). Außerdem kann S1 (als Drehstufenschalter ausgelegt) für eine Schnellladung und – mit geringem I_L – für spätere geringere Erhaltungsladung verwendet werden (Erhaltungsladestrom für Bleiakkumulatoren etwa 1 mA je Ah Nennkapazität). Bei Netzausfällen kommt über *D*4, R14 ein Rückstrom aus der Batterie von weniger als 0,2 mA zustande, der sich vernachlässigen läßt (das Ladegerät bleibt normalerweise ständig am Netz!).

Die Funktionsweise des eigentlichen Ladeteils mit IS1, T1, S1, S2, *P*1, *P*2 und *R*1 ergibt sich aus der Funktion des *MAA 723* unmittelbar ([3]) und wird daher nicht näher erläutert. *P*2 gleicht man jeweils für die vorgesehene Batterie so ab, daß nach Ladeschluß noch kein störendes Gasen eintritt, wenn die Batterie weiterhin am Ladegerät verbleibt. Mit *P*1 kann der – zuvor mit *R*1 grob festgelegte – konstante Ladestrom genau abgeglichen werden. Der *MAA 723* läßt sich über Stift 9 abschalten, so daß $I_L = 0$ wird (die in Bild 3.8 angegebenen Anschlußziffern der IS1 gelten für die runde TO-Gehäusebauform; Anschlußlage bei DIL-Bauformen siehe in [3]). Man beachte, daß *C*3 zwischen Anschluß 9 und Masse (nicht wie im Normalfall Stift 2!) liegt.

Die Schaltautomatik arbeitet wie folgt: An Anschluß 3 der IS1 (*C*2) steht eine Referenzspannung von 4 V zur Verfügung. D7 sei zunächst nicht vorhanden. Dann befindet sich der Ausgang V1 (*A 109*) auf einem Potential von 0 bis 2 V, solange an den Batterieanschlußklemmen keine positive Spannung ansteht (rel1 ist geöffnet, über *R*8 liegt Stift 5 des V1 auf Masse). Über D10 wird

mit dem niedrigen V1-Ausgangspotential IS1 blockiert, am Emitter T1 ist also $U = 0$. Deshalb ist T3 gesperrt. Rel abgefallen, die Ladestromleitung bei D3 unterbrochen. Am Ausgang des Geräts tritt somit keine Spannung auf. Dies ändert sich erst, wenn durch richtig gepolten Anschluß einer Batterie die Spannung an rel1, D4 mindestens 4,8 V erreicht. Diese von der Batterie gelieferte Spannung schaltet V1 über D4, $R14$ um. Dessen Ausgangspotential liegt nunmehr nahe 20 V. Damit sperrt D10, IS1 wird freigegeben, über T1 fließt Ladestrom. Dadurch wird die Spannung an der Anode D3 positiv, über $R13$ öffnet T3, und das Relais zieht an (LED1 zeigt das Laden an). rel1 schließt und schaltet den Ladestrom zur Batterie durch. Bei falsch gepolter Batterie sperrt D4, so daß V1 nicht umschaltet und IS1 gesperrt sowie rel1 geöffnet bleibt. Es muß nun noch dafür gesorgt werden, daß die Automatik beim Abklemmen der Batterie wieder in den Aus-Zustand gelangt. Zu diesem Zweck leitet man über D5, D6 eine 100-Hz-Parabelspannung ab, die T2 durchsteuert. In den Nulldurchgängen der Netzspannung wird T2 für jeweils etwa 0,5 ms gesperrt, wodurch über D7 ständig kurze positive Spannungspulse an V1 (4) gelangen, deren Amplitude in jedem Fall größer als die Ladeschlußspannung des Akkumulators ist. V1 schaltet daher im 100-Hz-Rhythmus ständig um, wobei über D10 ebenso IS1 periodisch abgeschaltet wird. Diese Tastimpulse sind im Vergleich zur Einschaltzeit so kurz, daß sie die Funktionsweise des Ladevorgangs nicht beeinträchtigen. Rel bleibt wegen $C4$ ständig gezogen. Falls die Batterie abgeklemmt wurde, geht die an der Anode von D3 ständig kurz nach Null getastete Spannung auch an der Anode von D4 im Tastmoment nach Null. Dadurch wird die Spannung an V1 (5) – die von der Batterie zu liefern ist – bei fehlender Batterie ebenfalls Null, so daß V1, wenn T2 wieder öffnet und D7 sperrt, nicht einschalten kann. Der 1. nach Abklemmen der Batterie auftretende Austastimpuls führt daher zur bleibenden Abschaltung der IS1. Sofort danach sperrt – mit $C4$ nur leicht verzögert – T3, Rel fällt ab und trennt rel1 auf. Damit ist der Anfangszustand wieder erreicht. Ohne Zuhilfenahme der mit T2 erzeugten Tastimpulse würde das einmal angezogene Relais durch die von T1 kommende Ladespannung auch nach Abklemmen der Batterie gezogen bleiben. Die Unterbrechung mit rel1 ist notwendig, weil bei falsch gepolter Batterie ein IS1 gefährdender Rückstrom über D3 (die wegen der Tast-

impulsautomatik notwendig ist) auftreten würde. Schließlich könnte es nach Netzausfällen oder beim Einschalten des Geräts kurzzeitig zu einem undefinierten Zustand des V1 und Anziehen des Relais kommen. Das Relais ist deshalb mit *C*4 so weit verzögert, daß es erst ziehen kann, wenn die Betriebsspannungen für IS1 und V1 bereits ihre Sollwerte erreicht haben und V1 ordnungsgemäß arbeitet. Aufleuchten von LED1 kennzeichnet das Aufladen und damit den korrekten Batterieanschluß. LED1 bleibt jedoch auch nach Ladeschluß (Erhaltungsladung bzw. Pufferbetrieb) eingeschaltet. Mit ihr läßt sich also nicht das Ladeende kontrollieren, sondern nur der ordnungsgemäße Batterieanschluß. LED2 mit *R*12 (Kontrolle Netzspannung) kann nach Bedarf vorgesehen werden.

Der Netztransformator ist so zu bemessen, daß an *C*1 (bei Netzspannung 220 V) im Leerlauf (ohne Batterie) eine Spannung von 22 V nicht überschritten wird; diese Spannung soll beim höchsten vorgesehenen Ladestrom nicht unter 20 V absinken. Den Netztransformator muß man nach den bekannten allgemeinen Grundlagen dementsprechend auslegen; erforderlichenfalls kann *C*1 vergrößert werden. Es bestehen dann für IS1 und V1 noch genügend Reserven, um zuverlässigen Betrieb bei $\pm$ 20% Netzspannungsabweichung zu garantieren.

Die an T1 frei werdende Verlustleistung beträgt bei extremen Bedingungen (6-V-Batterie und $I_L = 1$ A) maximal etwa 22 W. Bei höheren Batterienennspannungen und kleineren Ladeströmen ist sie entsprechend geringer. Der Kühlkörper für T1 ist entsprechend den vorgesehenen Batteriewerten zu dimensionieren. Für Ladeströme bis maximal 30 mA reicht bei T1 bereits ein *SF 127 C* mit großem Kühlstern aus. Das Ladegerät hat außer den Batterieartwahlschaltern S1 (Ladestromstärke) und S2 (Batterienennspannung) keine weiteren Bedienorgane (auf einen Netzschalter kann ohne weiteres verzichtet werden), insbesondere also auch keinen Einschalter für den Ladevorgang.

3.6. Speisespannungsbooster für Verstärker mit großem Aussteuerbereich

In [1] wurde bereits ein einfacher NF-Verstärker großer Ausgangsleistung ($P_{a\sim} = 27$ W) gezeigt. Das Problem bei der An-

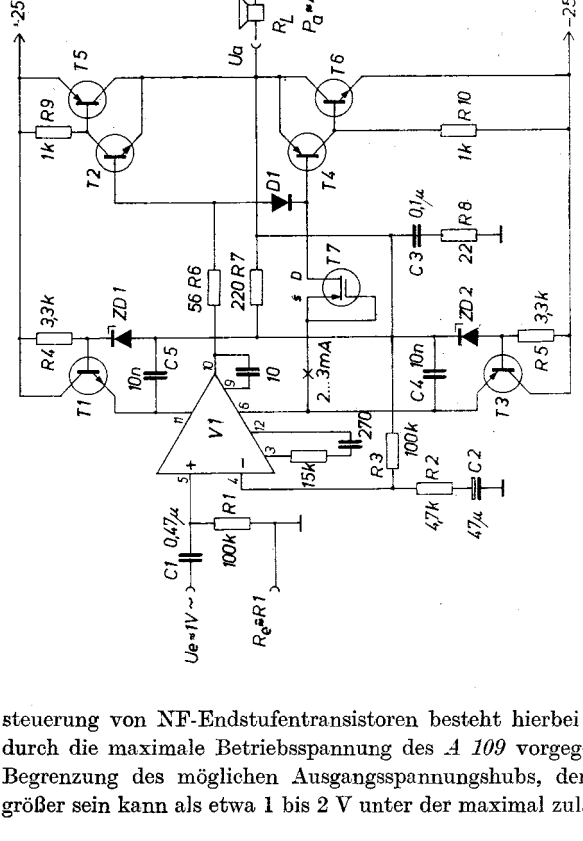


Bild 3.9: NF-Verstärker mit Speisespannungsbooster

steuerung von NF-Endstufentransistoren besteht hierbei in der durch die maximale Betriebsspannung des *A 109* vorgegebenen Begrenzung des möglichen Ausgangsspannungshubs, der nicht größer sein kann als etwa 1 bis 2 V unter der maximal zulässigen

Speisespannung des *A 109* (die deshalb bei der in [1] gezeigten Variante bereits auf ± 18 V, den Grenzwert des *A 109*, festgesetzt wurde). Eine Möglichkeit, dieses Problem zu umgehen und die für sinnvolle Endstufenauslegung notwendigen höheren Speisespannungen anwenden zu können, besteht darin, die Speisespannungen des *A 109* der Ausgangsspannung nachzuführen, wie dies ähnlich auch für die Treiberstufe der herkömmlichen Transistorschaltungen getan wird (dort mit dem bekannten Boosterkondensator). Bild 3.9 zeigt die Schaltung hierfür. Mit ihr läßt sich bei der gleichen Endstufenbestückung wie im Beispiel aus [1] (T2, T4 bis T6) mit einer Speisespannung von ± 25 V eine Ausgangsleistung von etwa 45 W an $R_L = 8\,\Omega$ erreichen. Es sei schon hier erwähnt, daß dies noch nicht die mögliche Grenze ist. Die Ausgangsleistung von maximal etwa 45 W für die Schaltung nach Bild 3.9 wird lediglich durch die verwendeten Treibertransistoren T2, T4 begrenzt. Mit stärkeren Transistoren (*KU 612* u. ä.; Typen mit Verlustleistungen um 3 bis 4 W, belastbar mit $I_C \approx 1$ bis 1,5 A, $U_{CE} \approx 50$ V; $B \geq 150$, wären erforderlich) – gegebenenfalls mit Tandemtransistorkombinationen für diesen Zweck — und Betriebsspannungen bis ± 32 V kann man nach dem gleichen Prinzip bei direkter Ansteuerung mit dem *A 109* Ausgangsleistungen bis etwa 100 W erreichen. Auf Einzelheiten der Transistorendstufe sei hier nicht eingegangen, da dieser Schaltungsteil dem Herkömmlichen entspricht und nach den bekannten Grundlagen (eine praxisgerechte Aufbereitung mit Nomogrammen hierfür findet man unter anderem in [5]) dimensioniert wird. Entsprechende vollständige Schaltbeispiele (bis $P_{a\sim} = 60$ W) enthält [6]. Diese Veröffentlichung bildet auch die Grundlage für die hier vorgestellte Lösung des Boosterbetriebs mit dem *A 109*. Wegen der Übersichtlichkeit wurde bei der Endstufe (ebenso bei der in [1] dargestellten) auf zusätzliche Ergänzungen für den Überlastungsschutz verzichtet; der Ausgang (R_L) ist also nicht kurzschlußfest! Für Bild 3.9 gilt $R_{Lmin} = 8\ \Omega$. Falls die erwähnte Auslegung für höhere Ausgangsleistungen vorgenommen wird (stärkere Treiberstufen), ist gleichzeitig (nach [5] bestimmbar) eine Dimensionierung für $R_{Lmin} = 4\Omega$ möglich. Der Ausgang läßt sich auch bei dieser Schaltung leicht durch zusätzliche Schaltungsmaßnahmen (Ansteuerungsbegrenzung für T2, T4 mit zusätzlichen Transistoren) vor Überlastung schützen. Dazu eignen sich z. B. die in [2] für Leistungsverstärker

gezeigte und ähnliche Schaltungsmaßnahmen. Im folgenden wird daher zu Bild 3.9 nur noch auf die Ansteuerung mit V1 eingegangen. Prinzipiell entspricht dieser Aufbau ebenfalls [1]. Bei der Schaltung nach Bild 3.9 wurde als Konstantstromquelle ein *SM 104* verwendet, der einen Drainruhestrom $I_{DSS} \leq 3$ mA (bei $U_{GS} = 0$ V) haben soll. *C*3, *R*8 stellen das bekannte *Boucherot*-Glied dar. Wegen *C*2 ist der gesamte Verstärker für Gleichspannung voll gegengekoppelt, so daß sich am Ausgang stets $U_a = 0$ V einstellt und man den sonst üblichen platzraubenden Ausgangselektrolytkondensator nicht benötigt, ohne daß R_L mit Gleichspannung belastet wird. Da die Wechselspannungsverstärkung $V_u \approx 20$ beträgt (erforderliche Eingangswechselspannung an R1: $U_e \approx 1$ V), wird der bei R_L vorhandene Lautsprecher auch bei Kurzschluß von *C*2 nicht mit unzulässig großem Gleichspannungsanteil belastet. Der Eingangswiderstand dieses Verstärkers ist näherungsweise gleich *R*1. Der Frequenzbereich beträgt 10 Hz bis 25 kHz $\pm$ 0,5 dB, der Klirrfaktor für $P_{a\sim} =$ 45 W (Sinusleistung) bleibt unter 0,2%, so daß diese Schaltung ohne weiteres auch für hochwertige NF-HiFi-Anlagen geeignet ist. Statt T7 kann ersatzweise bei nur geringfügig verschlechterten Daten ein Widerstand (3,3 bis 4,7 kΩ) verwendet werden. Der Verstärker benötigt keinen Arbeitspunktabgleich. Sein Ruhestrom ($U_{e\sim} = 0$) beträgt etwa 10 bis 20 mA, die maximale Stromaufnahme bei $P_{a\sim} = 45$ W etwa 2,5 A. Das zugehörige einfache Netzteil (Gleichrichter mit Ladekondensator ist ausreichend, Stabilisierung kann entfallen) ist entsprechend auszulegen.

Die Besonderheit der Schaltung nach Bild 3.9 besteht in den Boosterstufen mit T1, T3, ZD1, ZD2, *R*4, *R*5 und *R*7. Diese Dimensionierung gilt unverändert für Speisespannungen bis $\pm$ 32 V. Die für den *A 109* üblichen Stützkondensatoren *C*4, *C*5 sind hier nicht nach Masse, sondern an den Verbindungspunkt *R*7, ZD1, ZD2 anzuschließen.

Zur Funktionsweise der Boosterstufen: Mit T1, T3 und ZD1, ZD2 sind 2 Spannungsstabilisierstufen bekannter Art vorhanden, die die Speisespannungen für V1 auf $\pm$ 15 V festlegen. Der Verstärker sei nicht ausgesteuert ($U_a = 0$ V) und $R7 = 0\ \Omega$. In diesem Fall ist sofort die normale Funktion der Stabilisierstufen ersichtlich. Wird bei Aussteuerung der V1-Ausgang z. B. positiv, so nimmt über *R*6 und die Endstufen auch U_a den näherungsweise gleichen

positiven Wert an. Damit wird über $R7$ der „Massepunkt" beider Stabilisierstufen gegenläufig verschoben und die Ausgangsspannung U_a den entsprechenden Stabilisierungs-Referenzspannungen am Fußpunkt der beiden Z-Dioden „aufgestockt", d. h., die Basispotentiale von T1 und T3 werden U_a nachgeführt. Die Differenz zwischen der Ausgangsspannung des V1 und seiner Betriebsspannung, nach deren Richtung ausgesteuert wird, verkleinert sich damit auf etwa 10% des ohne die Boosterstufen vorhandenen Hubs. Entsprechend größer wird der tatsächliche Aussteuerbereich des Verstärkers. Man sollte jede der Speisespannungen nicht größer als $\pm$ 32 V wählen, um die eingangsseitigen Grenzdaten des V1, insbesondere die zulässige Gleichtakteingangsspannung, auch bei eingangsseitig übersteuertem Verstärker nicht zu überschreiten. Der für $R7$ angegebene Wert von 220 Ω ist ein Kompromiß. $R7$ muß einerseits klein gegen $R4$ und $R5$, andererseits groß gegen R_L sein. Wird die Betriebsspannung größer als $\pm$ 25 V gewählt, kann $R7$ auf $\approx$ 100 Ω reduziert werden. $R8$ sollte etwa den 3fachen Wert von R_L haben.

4. Empfänger- und Verstärkeranwendungen

Zum allgemeinen Einsatz des *A 109* in NF-Verstärkern, für NF-Filterschaltungen usw. sind alle grundsätzlichen Angaben in [1] enthalten. Vollständige Beispiele für den Einsatz in NF-Anlagen zeigt auch [2]. Nachfolgend werden einige spezielle Anwendungen vorgestellt, die dem Amateur in Sonderfällen Anregungen vermitteln können.

4.1. Gleichspannungsgesteuerte NF-Verstärkung

Die Verstärkung einer NF-Verstärkerstufe stellt man üblicherweise entweder mit einem Potentiometer im NF-Signalweg oder (beim *A 109*) durch Verändern des Gegenkoppelwiderstands ([1]), d. h. ebenfalls mit einem im NF-Signalweg liegenden Bauelement ein. Gelegentlich ist eine Verstärkungseinstellung mit Gleichspannung erwünscht, um z. B. das Einstellorgan in größerer Entfernung vom Verstärker (mit unkritischer Leitungsführung) anordnen zu können oder die Regelung mit einer Regelgleichspannung beliebiger Herkunft (Anwendung für Dynamikkompressoren [2] u. ä.) zu ermöglichen. Bild 4.1 zeigt dazu eine geeignete Schaltung, deren ausführliche Berechnungsgrundlagen in [7] zu finden sind. Stellorgan ist der MOSFET T1, der als spannungsgesteuerter Widerstand arbeitet. *R5*, *R6*, *C2* seien zunächst nicht vorhanden (diese Bauelemente können bei geringem Eingangspegel oder geringen Anforderungen an den Klirrfaktor des Verstärkers entfallen). T1 sei gesperrt und kann (weil $R_{DS} \approx 10^8\ \Omega$) als nicht vorhanden angenommen werden. Voraussetzung für die Funktion ist das Einhalten der Beziehungen: $R1 = R2$, und $R3 = R4$. In diesem Fall wird V1 an beiden Eingängen mit exakt gleichem Pegel angesteuert, so daß die Differenzeingangsspannung gleich Null und somit auch $U_a = 0$ ist. Dies entspricht der maximalen Dämpfung; sie kann bei ideal wertgleichen Bauelementen theoretisch nahe 120 dB (!) betragen. Wird T1 geöffnet, bewirkt sein Drain-Source-Widerstand für das NF-Signal von $U_{e\sim}$ sowohl eine Spannungsteilung für den invertierenden Ein-

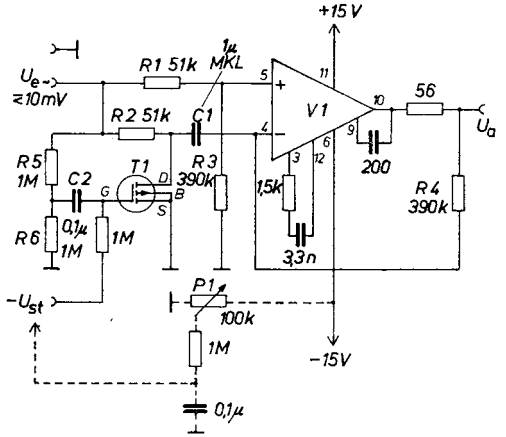


Bild 4.1: Gleichspannungsgesteuerter NF-Verstärker

gang ($R2/R_{T1}$) als auch eine Änderung des – verstärkungsgradbestimmenden – Verhältnisses $R4/(R2 \,//\, R_{T1})$ und damit einen Verstärkungsanstieg. V1 wird nunmehr über seinen nichtinvertierenden Eingang und $R1$ angesteuert (U_a ist also mit U_e phasengleich). Die maximal erreichbare Verstärkung hängt dabei im wesentlichen von dem minimalen Drain-Source-Widerstand des geöffneten T1 ab (typisch $\approx$ 250 Ω). Praktisch läßt sich eine Maximalverstärkung von 60 bis 70 dB realisieren. Demzufolge kann man die Spannungsverstärkung V_u über die Gatespannung des T1 zwischen $V_u = 0$ und $V_u \approx 1500$ bis 3000 kontinuierlich einstellen. Bild 4.2 zeigt die beim Muster erreichte Regelkurve für V_u in Abhängigkeit von der Gatesteuerspannung $-U_{st}$. Für die Regelung ist daher eine Gleichspannung zwischen 0 V (bzw. in Abhängigkeit von der Tresholdspannung U_T des T1: maximal $\approx 0{,}3 \cdot U_{T(T1)}$ für $V_u = 0$) und −10 bis −15 V erforderlich. Sie kann – für Handferneinstellung – am einfachsten von $-U_s$ des V1 abgeleitet werden, wie es schematisch in Bild 4.1 mit $P1$ angedeutet wurde. Für automatische Regler kann $-U_{st}$ die Ausgangsspannung eines als Regelverstärker arbeitenden zweiten

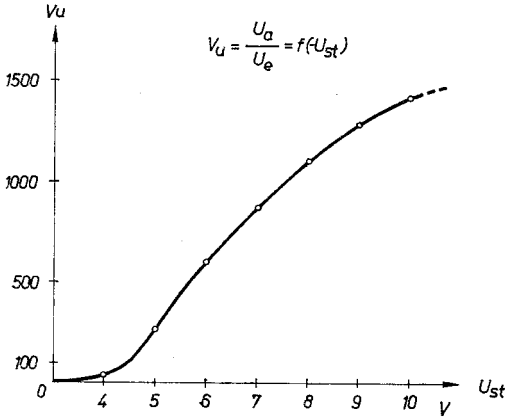


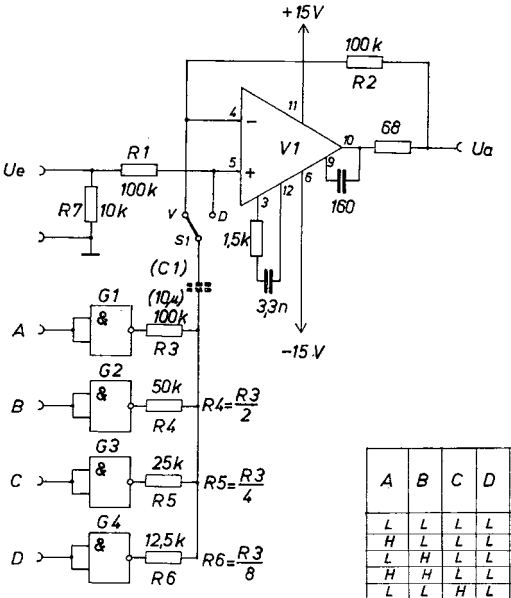
Bild 4.2: Verstärkungsgrad der Schaltung nach Bild 4.1 in Abhängigkeit von der Steuerspannung — U_{st}

A 109 sein. Rechnerisch läßt sich der Zusammenhang zwischen V_u und $-U_{st}$ nach den in [7] genannten Grundlagen und mit Hilfe der für T1 geltenden Kennlinienfelder (z. B. in [8]) bestimmen. Wie in [8] dargelegt, darf die effektive Wechselspannung zwischen D und S von T1 etwa 0,3 V nicht überschreiten, um einen Verzerrungsanstieg durch Leitendwerden der T1-Substratdiodenstrecke zu vermeiden. Darüber hinaus muß beachtet werden, daß R_{DS} des T1 nur für eine bestimmte Drainspannung konstant ist. Um diesen Einfluß ([7]) gering zu halten, kann man einen Teil der Eingangsspannung U_e mit *R6*, *R7* und *C2* auf das Gate des T1 gegenkoppeln, womit sich der Einfluß der pegelabhängigen Drainspannung auf R_{DS} weitgehend kompensieren ließe. Mit dieser Maßnahme und wenn U_e einen Pegel von etwa 10 mV nicht überschreitet (mit $U_e = 10$ mV und $V_u = 60$ dB ist für U_a bereits nahezu Vollaussteuerung erreicht, höhere Eingangsspannungen sind demzufolge ohnehin nicht sinnvoll), kann der Klirrfaktor des gesamten Verstärkers mit Sicherheit unter 2% gehalten werden. Bei verringerter V_u reduziert sich der Klirrfaktor erheblich. *C1* bestimmt die untere Grenzfrequenz des Verstärkers. Man muß beachten, daß für sehr tiefe Frequenzen bzw. Eingangsgleichspannung nicht $V_{umin} = 0$, sondern $V_{umin} = 1$ gilt. *C1* sollte daher ausreichend groß (Foliekondensator oder

sehr reststromarmer Elektrolytkondensator!) bemessen werden. Er ist erforderlich, um V1 für Gleichspannung voll gegenzukoppeln. Ohne ihn würde die R-Änderung von T1 gleichzeitig die Eingangsoffsetspannung und damit merklich das Gleichspannungspotential an U_a verändern, womit sich unter anderem der Aussteuerbereich des Verstärkers einengt. Die bei U_e speisende Quelle sollte aus dem gleichen Grund niederohmig sein.

4.2. NF-Verstärkungs- und Dämpfungsstufe mit digitaler Pegelwahl

Mit der Schaltung nach Bild 4.3 kann die Verstärkung oder Dämpfung eines übertragenen NF-Signals in 16 Stufen mit einem BCD-kodierten Digitalsignal ([3]) eingestellt werden. Im Beispiel wird die Ansteuerung mit TTL-Signal (Eingänge A bis D) an den TTL-Gattern G1 bis G4 (TTL-Gatter mit offenem Kollektor, ersatzweise auch Schalttransistoren *SS 216*) angewendet. Will man mit MOS-Pegel ansteuern, lassen sich G1 bis G4 vorteilhaft mit 2 Transistoren *SMY 51* oder 4/6 *U 105* realisieren ([3], [8]). V1 arbeitet in bekannter Weise als NF-Verstärker, wobei sich V_u aus $R2$ und der Parallelschaltung der von Eingang (4) nach Masse geschalteten Widerstände $R3$ bis $R6$ ergibt (wogegen die Widerstände der durchgesteuerten Schalttransistoren in G1 bis G4 näherungsweise zu vernachlässigen sind). Mit den in Bild 4.3 angegebenen Widerstandsverhältnissen und S1 in Stellung V („Verstärkung") läßt sich die Spannungsverstärkung je nach der bei A bis D angelegten Codezahl zwischen $V_u = 1$ und $V_u = 16$ wählen. Die Tabelle in Bild 4.3 gibt für die entsprechenden TTL-Pegel (BCD-Codeziffern) die damit eingestellte Verstärkung V_u an. Für NF-Übertragungen kann $R2$ im Wert verzehnfacht werden, es lassen sich dann Verstärkungen im Bereich $V_u = 10$ bis 160 einstellen. In Stellung D („Dämpfung") des Schalters S1 wirkt die Anordnung als Dämpfungsglied mit der gleichen Abstufung, wobei die Dämpfung mit $D = \frac{1}{V_u}$ definiert ist. Die angegebenen V_u-Werte gelten nur als Näherung, weil in Serie mit $R3$ bis $R6$ noch die Bahnwiderstände der Schalttransistoren (Größenordnung 100 Ω bei bipolaren Transistoren und TTL-Gattern, 150 Ω bei MOS-Schaltern *SMY 51, U 105 D*) auftreten. Werden sehr genau



A	B	C	D	$Vu \triangleq \frac{U_a}{U_e}$
L	L	L	L	1
H	L	L	L	2
L	H	L	L	3
H	H	L	L	4
L	L	H	L	5
H	L	H	L	6
L	H	H	L	7
H	H	H	L	8
L	L	L	H	9
H	L	L	H	10
L	H	L	H	11
H	H	L	H	12
L	L	H	H	13
H	L	H	H	14
L	H	H	H	15
H	H	H	H	16

V1: A 109
G1...4: D 103 o.ä.
R1 = R2 = R3!

Bild 4.3: Digital einstellbare Verstärkungs- und Dämpfungsstufe

eingehaltene V_u-Abstufungen gefordert, läßt sich ein Einzelabgleich von $R3$ bis $R6$ kaum umgehen.

Für Wechselspannungen in der Größenordnung um 10 mV können die Kollektor-Emitter-Strecken durchgesteuerter Bipolartransistoren (vorzugsweise Epitaxialplanar-Schalttransistoren bzw. TTL-Ausgänge) noch als ohmsche Widerstände betrachtet und – wie die Erfahrung belegt – ohne Kollektorvorspannung mit Wechselspannung betrieben werden. Dabei treten in der vorliegenden Schaltung keine feststellbaren Verzerrungen auf. Die Bipolartransistoren verhalten sich hierbei ähnlich wie MOSFET.

Der Gesamtklirrfaktor des Verstärkers nach Bild 4.3 bleibt mit $U_{e\sim} = 10$ mV noch unter 2%. Gleichspannungen mit höherem Pegel bei U_e müssen dann jedoch (bei bipolaren Transistoren in G1 bis G4) positiv sein. $C1$ entfällt bei Gleichspannungsübertragung. Es besteht dann jedoch das Problem, daß sich mit Änderung des bei R3 bis R6 wirksamen Werts auch die Eingangsoffsetspannung des V1 und damit der Grundpegel von U_a merklich verschiebt, wobei eine Kompensation des Offset schwierig ist. Für Wechselspannungsübertragung sieht man deshalb $C1$ vor, der den Verstärker für Gleichspannung voll gegenkoppelt, so daß eine Offsetspannungskompensation entfallen kann.

4.3. Digital umschaltbarer NF-Phaseninverter

Mit der Schaltung nach Bild 4.4 kann die Phasenlage eines NF-Signals an U_a – bezogen auf die Phase an U_e – zwischen 0 und 180° umgepolt werden. Anwendungen sind denkbar in der NF-Tricktechnik; für Stereoanlagen (kontaktlos schaltbare Seitenvertauschung) und in der Meßtechnik.

Der Phaseninverter besteht aus V1 und T1. Man steuert mit einer negativen Schaltspannung am Punkt A an. Ist die Spannung an A = 0, so sperrt T1 und kann als nicht vorhanden angesehen werden ($R_{DS\ T1} \approx 10^8\ \Omega$). V1 wird jetzt über beide Eingänge angesteuert. Dabei ergibt sich (mit $R1 = R2$) für den nichtinvertierenden Verstärkereingang $V_u = 1 + \frac{R2}{R1} = 2$, während für den invertierenden Eingang $V_u = -\frac{R2}{R1} = -1$ gilt. Die resultierende Verstärkung beträgt somit $V_u = 1$, die Phasendrehung Null. Bei geöffnetem T1 (Spannung an A = −13 bis −27 V) ist $R_{DS\ T1} \approx 50\ \Omega$ (typischer Wert für *SMY 52*). Dieser Wert läßt sich gegenüber $R3$ vernachlässigen. Der nichtinvertierende Eingang ist damit nach Masse kurzgeschlossen, und V1 wird nur über $R1$ angesteuert, woraus $V_u = -\frac{R2}{R1} = -1$ resultiert. Der Verstärker arbeitet jetzt invertierend (180° Phasendrehung), wobei der Betrag der Verstärkung stets eins bleibt. U_e kann eine Gleichspannung im Bereich von −8 bis +0,3 V sein (höhere positive Spannungen an U_e sind ohne $C1$ nicht möglich, weil

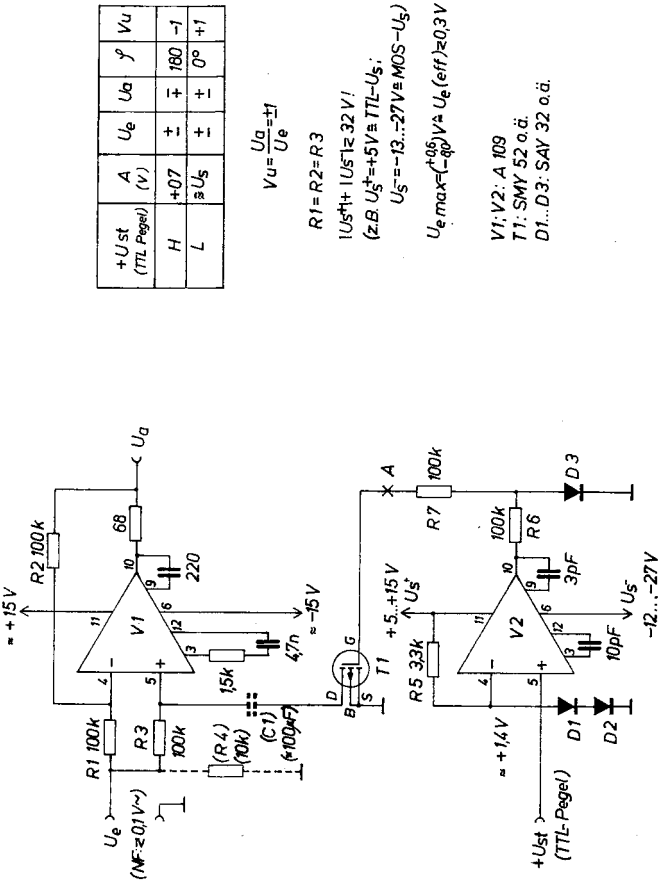


Bild 4.4: Digital umschaltbarer Phaseninverter mit $V_u = 1$ (V1) und TTL-MOS-Pegelumsetzer (V2). Tabelle: statt Us lies Us−

sonst die Drain-Substrat-Diode in T1 leitend wird). Der mit T1 am V1-Eingang (5) wechselnde Widerstandswert kann eine Änderung der Eingangsoffsetspannung bewirken, die sich wegen des starken Gegenkopplungsgrades ($V_u = 1$) an U_a allerdings nur wenig bemerkbar macht. Für NF-Übertragungen kann dies

durch Einfügen von $C1$ unterbunden werden. Gleichzeitig mit $C1$ sollte man gegebenenfalls $R4$ vorsehen, wenn nicht die U_e speisende Quelle selbst galvanisch niederohmig ist. Um eine einseitige Begrenzung der NF-Schwingungen durch T1 zu vermeiden, wählt man die bei U_e angelegte Wechselspannung nicht wesentlich über 0,1 V (Effektivwert).
In Bild 4.4 wurde gleichzeitig noch eine (auch in allen ähnlichen Fällen anwendbare) Pegelumsetzung mit V2 dargestellt, um T1 mit TTL-Pegel steuern zu können. MOS-Steuerspannungen werden dem Punkt A direkt zugeführt. Will man mit TTL-Pegel umschalten (Eingang $+U_{st}$), wird die Pegelumsetzung TTL-MOS (wofür der *A 109*, sofern bei A eine Umschaltflankensteilheit von etwa 2 μs ausreicht, gut geeignet ist) mit V2 realisiert. D1, D2 stellen ein Vergleichspotential her, das der TTL-Umschaltschwelle entspricht ($\approx$ 1,4 V). Überschreitet $+U_{st}$ diesen Wert ($\triangleq$ H-Pegel), wird der Ausgang von V2 positiv; wegen D3 steht an Punkt A maximal etwa 0,6 bis 0,7 V. Mit TTL-L-Pegel an $+U_{st}$ ist Ausgang V2 negativ, so daß T1 über $R7$ geöffnet wird. V2 läßt sich dabei außer von der üblichen symmetrischen Speisespannung ($\pm$ 15 V wie V1) als Pegelumsetzer auch aus den in vorhandenen TTL- und MOS-Schaltungen gegebenen Betriebsspannungen speisen (U_S an -13 V oder -27 V der MOS-Versorgung; im letzteren Fall wird die maximal zulässige Gleichtakteingangsspannung für V2 bereits überschritten, was für die hier gegebene Schalterfunktion jedoch bedeutungslos ist.) Vor die Eingänge (4) und (5) des V2 kann man eventuell je einen Widerstand von 47 bis 100 kΩ in Serie legen; $+U_S$ wird dann von 5 V der TTL-Versorgung bezogen. In Bild 4.4 ist tabellarisch der Zusammenhang zwischen TTL-Pegel bei $+U_{st}$ und dem übertragenen Signal bei U_e, U_a angegeben; er gilt, wenn man die Stufe V2 verwendet.

4.4. Gleichspannungsgesteuerter NF-Phasenschieber

Bild 4.5 zeigt eine Schaltung, mit der sich für eine gegebene Frequenz die Phasenlage der Ausgangsspannung U_a – bezogen auf die Eingangsspannung U_e – zwischen nahe 0 und nahe 180° kontinuierlich mit einer Steuergleichspannung ändern läßt. Dabei ist die Spannungsverstärkung unabhängig von der Phasenverschie-

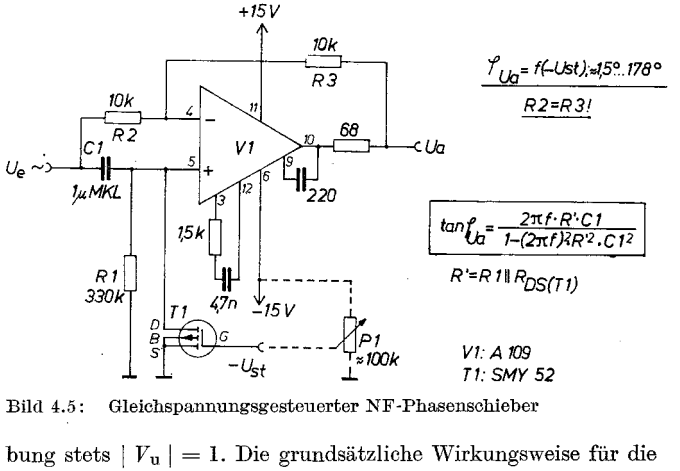


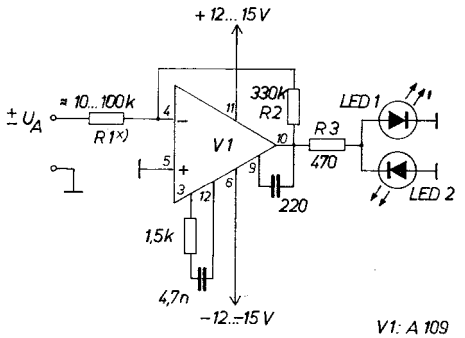
Bild 4.5: Gleichspannungsgesteuerter NF-Phasenschieber

bung stets $|V_u| = 1$. Die grundsätzliche Wirkungsweise für die Extremfälle 0 bis 180° des Phasenwinkels ergibt sich bereits aus der bei Bild 4.4 für V1 gegebenen Erläuterung, wenn man in Bild 4.5 $R1$ als nicht vorhanden ansieht und für T1 der gesperrte bzw. durchgesteuerte Zustand angenommen wird. Wird der Drain-Source-Widerstand von T1 allmählich geändert, bildet $C1$ mit $R_{DS\,(T1)}$ ein phasendrehendes Glied. Auf die theoretischen Zusammenhänge und die rechnerische Ableitung sei verzichtet. Für eine bekannte Frequenz ergibt sich der Phasenwinkel für U_a (bezogen auf $U_e \triangleq 0°$) aus der Gleichung in Bild 4.5. R' ist hierbei der Wert der Parallelschaltung aus $R1$ und $R_{DS\,(T1)}$. $R1$ wird im Hinblick auf den Eingangsstrom des V1 erforderlich, um für Eingang (5) bei $R_{DS\,(T1)} \approx 10^8\,\Omega$ (T1 gesperrt) ein definiertes Potential zu schaffen. Wegen $R1$ – mit dessen Wert ein Kompromiß geschlossen werden muß – ist die praktisch erreichbare Phasendrehung auf den Bereich von etwa 1,5 bis 178° begrenzt. $R_{DS\,(T1)}$ und damit der Phasenwinkel wird über die Gatesteuerspannung $-U_{st}$ eingestellt; dies ist z. B. für Handeinstellung mit $P1$ angedeutet, jedoch kann $-U_{st}$ auch anderer Herkunft (Regelkreise u. ä.) sein. Es besteht kein linearer Zusammenhang zwischen $-U_{st}$ und dem Phasenwinkel, er läßt sich gegebenenfalls rechnerisch, wenn man die T1-Kennlinie zugrundelegt (Betrieb als gesteuerter Widerstand, [8]), nach der in Bild 4.5 angegebenen Beziehung berechnen. $U_{e\sim}$ sollte maximal 0,1 V (Effektivwert)

betragen, um Verzerrungen der Wechselspannung durch T1 zu vermeiden. Da der Phasenwinkel gemäß der angegebenen Beziehung von der Frequenz abhängt, ergeben sich für diese Schaltung mehrere Verwendungsmöglichkeiten. Interessant ist der Einsatz als „Phaser" in NF-Trick- und -Effektschaltungen, wobei $P1$ je nach gewünschtem Klangeffekt in einer gewählten Einstellung stehenbleibt und der Phasenwinkel von der Frequenz der übertragenen NF abhängt. Für eine $U_{e\sim}$ mit fester Frequenz bieten sich Einsatzmöglichkeiten im Zusammenhang mit Thyristorsteuerungen (Phasenanschnittregler) an. Hierfür ist z. B. die in Bild 4.5 angegebene Dimensionierung vorgesehen. Die Versuchsschaltung wurde zusammen mit einer Thyristorsteuerung eingesetzt, wobei $U_{e\sim}$ die vom Netz abgeleitete Steuerspannung (Synchronisierspannung, $f = 50$ Hz) war. Mit $C1 = 1\ \mu$F, $R1 = 330$ kΩ, $R2 = R3 = 10$ kΩ ergab sich für U_a ein Stellbereich von 1,5° bis 178,5°. Bei einer Anwendung mit höheren Frequenzen ist es günstig, $R1$ auf etwa 100 bis 220 kΩ zu reduzieren und $C1$ dementsprechend festzulegen.

4.5. UKW-Abstimmindikator mit Leuchtdioden

Die Schaltung nach Bild 4.6 eignet sich als Abstimmhilfe für UKW-Empfänger. Der Ratiodetektor eines üblichen UKW-Geräts hat eine S-förmige Demodulatorkennlinie, wobei die Demodulatorrichtgleichspannung (sie ist der NF-Spannung am Demodulatorausgang überlagert oder an geeigneter Stelle, z. B. am Filterfußpunkt, abgreifbar) je nach Verstimmung positives oder negatives Vorzeichen hat und bei exakter Abstimmung zu Null wird. Dieser Nulldurchgang der Demodulatorkurve eignet sich daher als Abstimmkriterium und kann mit einem einfachen *A 109*-Komparator angezeigt werden (Bild 4.6). Die Richtgleichspannung $\pm U_A$ läßt sich je nach Empfängerschaltung am Demodulator abgreifen. Ist U_A nicht auf Masse bezogen, sondern auf einen anderen Punkt (anderes Potential) der Demodulatorschaltung, so wird Eingang (5) des V1 mit diesem Punkt statt mit Masse verbunden. $R1$ bemißt man je nach Empfängerdaten (Betrag von U_A im jeweiligen Fall) nach Versuch so, daß der Bereich der Senderabstimmung, in dem beide LED verloschen sind, noch breit genug bleibt, um korrekt abstimmen zu können.



R1x) nach Versuch ≙ Demodulatordaten

Bild 4.6: Abstimmanzeige für UKW-Empfänger

Die Funktion bedarf keiner Erläuterung. Je nach Seitenablage der Empfängerverstimmung ist U_A positiv oder negativ, so daß entweder LED1 oder LED2 aufleuchtet (Überschreiten der maximalen LED-Sperrspannung wird durch die jeweils antiparallel liegende 2. LED verhindert). Bei richtiger Abstimmung sind beide LED verloschen. Die Leuchtdioden lassen sich direkt vom V1-Ausgang speisen, wobei je nach Höhe der V1-Speisespannung *R3* variiert werden kann (Mindestwert: 220 Ω). Die positive Speisespannung für V1 ist im Empfänger meist schon in geeigneter Höhe vorhanden [gegebenenfalls über Vorwiderstand und Z-Diode ableiten oder stromsparender mit einer Z-Diode geeigneter Spannung *in Serie* mit der V1-Zuleitung (11) reduzieren]. Die negative Speisespannung sollte etwa gleichen Betrag haben und kann z. B. bei netzgespeisten Empfängern leicht mit Gleichrichterdiode und Ladekondensator aus dem Netztransformator abgeleitet werden.

4.6. Pilottonunabhängige NF-Stereosignalanzeige

Die bisher üblichen Stereo-Signallampenanzeigen an Stereoempfängern reagieren auf das 19-kHz-Pilottonsignal des Stereodekoders.

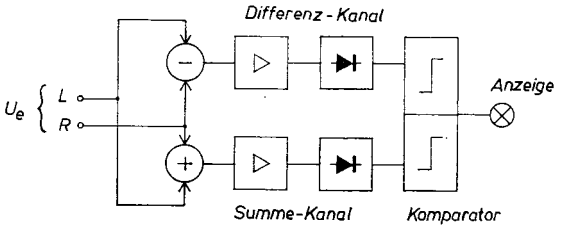


Bild 4.7: Zum Prinzip der pilottonunabhängigen NF-Stereoanzeige

Dieses Verfahren hat mehrere Nachteile: Die Stereoanzeige leuchtet stets auf, wenn der empfangene Sender den Stereopilotton aussendet. Dies sagt jedoch nichts darüber aus, ob das übertragene Programm tatsächlich stereofon ist, d. h. echte Seitensignalinformationen enthält. Häufig wird von Rundfunksendern das Pilottonsignal über die gesamte Sendung ausgestrahlt, auch wenn einige der übertragenen Sendungsteile monofon sind. Die im folgenden gezeigte Schaltung spricht dagegen auf das NF-Signal und dessen Beschaffenheit an, ist somit unabhängig vom Pilotton und eignet sich – hier liegt ihr wesentlichster Vorzug – auch für NF-Quellen (Schallplatte, Magnettonwiedergabe). Die Schaltung für diese echte Stereoanzeige wird deshalb funktionell im Stereo-NF-Verstärker untergebracht, so daß sie auch bei der Wiedergabe von Tonträgern der genannten Art anspricht, wenn eine echte Stereoaufzeichnung vorliegt. Bild 4.7 zeigt das Prinzip. Die NF-Spannung U_e der beiden Kanäle L und R (die man zweckmäßig vor dem Lautstärkeeinsteller, jedoch hinter einem etwa vorhandenen Mono-Stereo-Umschalter, abgreift) gelangt an eine Differenzverstärkerstufe, in der die Differenz zwischen L und R gebildet wird. Bei Monoaufzeichnungen ist diese Differenzspannung näherungsweise Null. In einem 2. Kanal werden beide Signale summiert (L + R). Der im Summenkanal stets vorhandene NF-Pegel bildet ein zusätzliches Referenzkriterium für die Bewertung des Differenzkanals. Die Prüfung auf NF-Pegel im Differenzkanal und dessen Vergleich mit dem Pegel des Summenkanals bewirkt ein Komparator. Die Anzeigelampe leuchtet nicht, wenn entweder keine NF-Spannung oder eine solche nur im Summenkanal vorhanden ist. Bei einer gleichzeitig im Differenzkanal auftretenden, aus der Seiteninformation (S-Signal) der Stereo-

übertragung herrührenden NF-Spannung leuchtet die Anzeigelampe; dazu ist also eine Signalpegeldifferenz zwischen den Kanälen L und R erforderlich. Eine entsprechende Zeitkonstante (*C*1, *C*2 in Bild 4.8) garantiert, daß die Anzeige auch bei kurzzeitigen Programmpausen und bei Musiksendungen mit großer Dynamik (z. B. klassischen Musikwerken) ordnungsgemäß arbeitet. Bild 4.8 zeigt die Gesamtschaltung. Das Mustergerät wurde ausgelegt für eine Eingangsspannung $U_e \approx 1$ V; es gelten die für *R*1 und *R*2 angegebenen Werte. Für andere Eingangspegel können sie entsprechend abgeändert werden (z. B. für 0,1 V Wechselspannung: $R1 = 1{,}5\ \mathrm{M\Omega}$, $R2 = 1\ \mathrm{M\Omega}$). V1 arbeitet als Differenzverstärker, an seinem Ausgang ist – falls ein Stereosignal vorliegt – das Seitensignal S (Differenz L-R) vorhanden. V2 und V3 bilden einen Spitzenwertgleichrichter mit großer Zeitkonstante (*C*1), V4 ist der Differenzsignalkomparator. Der Summenkanal arbeitet mit dem Summierverstärker V5, der zugleich mit D3, D4 und *C*2 als Spitzenwertgleichrichter fungiert. Da der Pegel des Summensignals immer größer ist als der des Differenzsignals, ist im Summenkanal keine Vorverstärkung vor V5 erforderlich, im Gegensatz zum Vorverstärker V1 im Differenzkanal. V3 bzw. V6 arbeiten als Spannungsfolger, um die Zeitglieder (*C*1, *C*2) hochohmig abzuschließen. Am Ausgang V6 und damit am Eingang (4) des Summenkomparators V7 liegt also stets eine negative Gleichspannung, wenn ein beliebiges NF-Signal bei U_e anliegt. Fehlt das NF-Signal, ist Eingang (4) des V7 positiv gegen die an (5) liegende, von *P*2 abgegriffene Referenzspannung, Ausgang V7 also negativ und D7 leitend. Damit wird T1 gesperrt, die Anzeige LED ist erloschen. Beim Auftreten eines Stereosignals wird Ausgang V3 negativ und Ausgang V4 positiv. Da hierbei Ausgang V7 ebenfalls positiv wird, sperrt D7, und die Ausgangsspannung des V4 öffnet T1, die LED leuchtet auf. Liegt ein Monosignal vor, wird Ausgang V3 nicht oder nur (durch restliche Unsymmetrien der Kanäle bedingt) gering negativ. Der Betrag dieser Spannung bleibt dabei unter dem Betrag der negativen, von *P*1 als Referenzspannung abgegriffenen Summenrichtspannung, so daß Ausgang V4 auf negativem Potential und T1 gesperrt bleibt. Die LED leuchtet also bei Monosignal nicht. Mit *P*1 läßt sich die Umschaltschwelle Mono/Stereo (entspricht dem Mindestanteil einer Seiteninformation im übertragenen Signal) und mit *P*2 die Pegelansprechschwelle abgleichen (womit Restgeräusche, Störspannungen usw.

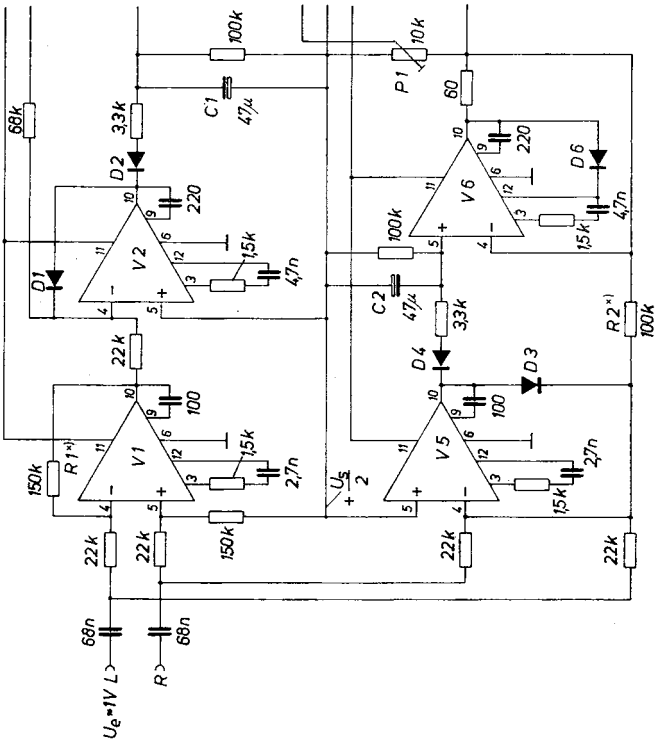
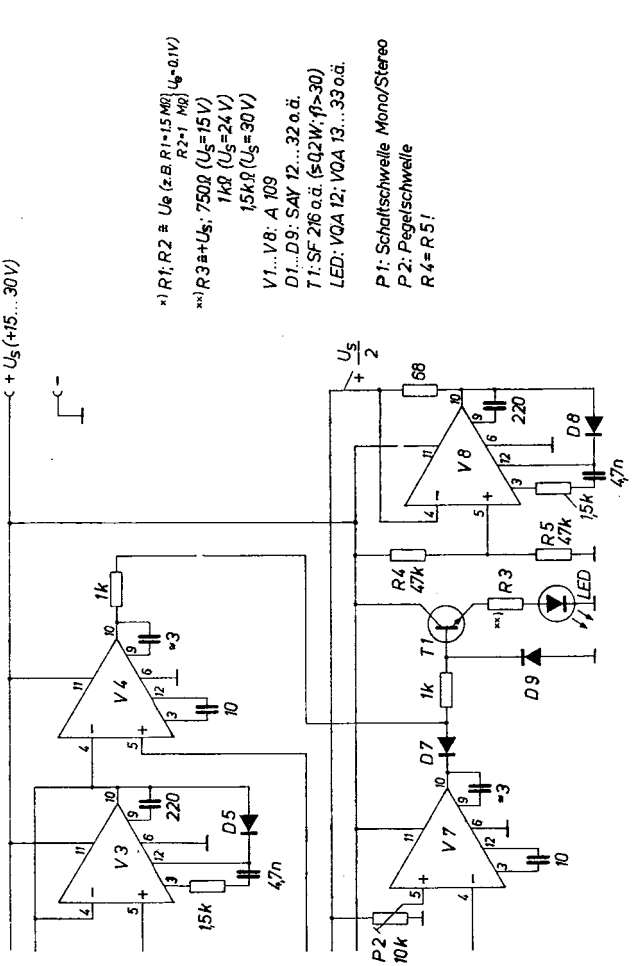


Bild 4.8: Schaltung der pilottonunabhängigen NF-Stereoanzeige

eliminiert werden). Beim Abgleich wird zunächst bei fehlendem NF-Signal *P*2 so eingestellt, daß die LED gerade verlischt. Danach legt man ein Monosignal an (bei U_e Eingänge L, R parallelschalten bzw. vorhandenen Mono-/Stereoumschalter auf Mono schalten) und stellt nunmehr *P*1 so ein, daß die LED wiederum gerade verlischt. Bei Anlegen eines Stereosignals muß die LED dann aufleuchten. Die gewählte Schaltung (Summenkanal mit *P*1) gewährleistet, daß die Anzeige insgesamt weitgehend unabhängig vom NF-Pegel wird, jedoch sicher auf das für stereofonen Höreindruck erforderliche Mindestmaß an Seiteninformation anspricht. *R*3 wird je nach der benutzten Speisespannung – die man aus dem vorhandenen NF-Stereoverstärker entnimmt – bemes-



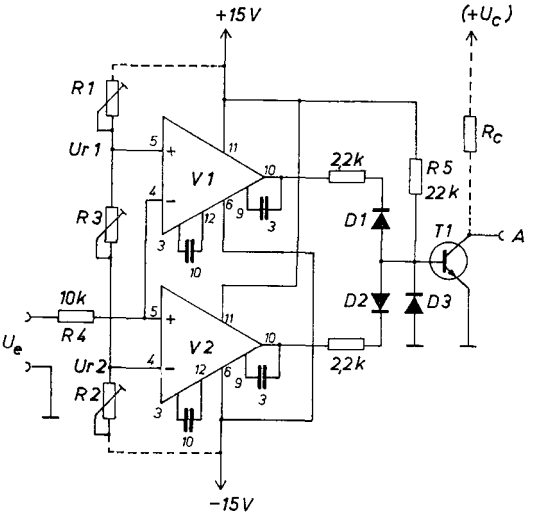
sen; Richtwerte sind in Bild 4.8 angegeben. Die Schaltung nach Bild 4.8 wurde für nur eine (stabilisierte) positive Betriebsspannung ausgelegt, V8 hat dabei die Aufgabe eines elektronischen Spannungsteilers ([1]), um die für V1 bis V7 erforderliche Mittenspannung $\left(+\frac{U_s}{2}\right)$ zu erzeugen. Wenn das vorhandene Gerät 2

Speisespannungen ($\pm$ 10 bis $\pm$ 15 V) liefern kann, braucht man V8 nicht, es entfallen unter anderem *R4*, *R5* und D8. Die Leitung $+\frac{U_s}{2}$ wird dann an Masse gelegt und alle Masseanschlüsse (V1 bis V7, D9, LED) mit der negativen Speisespannung verbunden. Dies gilt auch für den Masseanschluß von *P2*, jedoch sollte über *P2* konstante Spannung stehen. Es empfiehlt sich deshalb, gegebenenfalls *P2* (unterer Anschluß in Bild 4.8) über Vorwiderstand an die negative Speisespannung zu legen und parallel zu *P2* eine Z-Diode (*SZX 21/6,2 ... 8,2*) zu schalten. Falls mit nur einer positiven Betriebsspannung und V8 nach Bild 4.8 gearbeitet wird und $+ U_s$ unstabilisiert ist, sollte *R5* an V8 durch eine Z-Diode ersetzt werden, deren Z-Spannung etwa dem halben Wert von $+ U_s$ entspricht. *R4* bemißt man dann je nach Größe von $+U_s$ mit 1 bis 2,2 kΩ; *P2* wird, wie in Bild 4.8 dargestellt, angeschlossen.

5. Beispiele für sonstige Anwendungen

5.1. Universeller Fensterdiskriminator

Die Anwendung des *A 109* als Komparator ist allgemein bekannt ([1]). Hierbei wird eine zu kontrollierende Spannung mit einer Referenzspannung verglichen und das Über- oder Unterschreiten des von der Referenzspannungsquelle vorgegebenen Sollwerts



V1; V2: A 109
D1...D3: SAY 12...32 o.ä.
T1: SF 216 o.ä.

$U_e \leq \pm 5V$
$U_{r1}; U_{r2} \leq \pm 5V$
$R1+R2+R3 \geq 100k\Omega$

Bild 5.1: Universell verwendbarer Fensterdiskriminator

registriert. Oft will man jedoch kontrollieren, ob eine Spannung einen bestimmten Sollwert*bereich* einhält, und sowohl das Überschreiten wie das Unterschreiten der für den Sollbereich vorgegebenen Grenzwerte registrieren. Hierfür ist ein Fensterdiskriminator nach Bild 5.1 geeignet. Mit einer Spannungsteilerkette $R1$, $R2$, $R3$ werden 2 Referenzspannungen U_r1, U_r2 bereitgestellt (U_r1, U_r2 können auch beliebiger anderer Herkunft sein). Sie bilden die Grenzwerte für den Sollbereich der zu kontrollierenden Spannung U_e. Liegt der Wert von U_e zwischen U_r1 und U_r2, haben die Ausgänge beider Komparatoren V1, V2 positives Potential. D1 und D2 sind gesperrt, über $R5$ ist T1 geöffnet und Ausgang A nach Masse verbunden. Diese Kriterien sind nur erfüllt, wenn sich U_e im Sollbereich befindet. Steigt U_e so weit an, daß sie den Betrag von U_r1 überschreitet, wird der Ausgang von V1 negativ, D1 öffnet, und an der Basis T1 stellt sich negatives Potential (durch D3 auf −0,7 V begrenzt) ein, so daß T1 sperrt. Fällt U_e wieder unter U_r1, erhält man zunächst den anfangs erwähnten Zustand (T1 öffnet). Fällt U_e weiter ab und unterschreitet dabei den Wert von U_r2, wird der Ausgang von V2 negativ, und T1 wird nunmehr über D2 gesperrt. U_r1 und U_r2 können (mit Rücksicht auf die Grenzdaten des *A 109*) im Bereich von +5 bis −5 V gewählt werden. U_e kann sich im gleichen Bereich bewegen. Falls man für U_r1, U_r2 oder U_e einen Wert von $\pm$ 2,5 V überschreitet, macht sich für die *A 109*-Eingänge zusätzlich ein Überlastungsschutz (in Bild 5.1 nicht eingezeichnet!) mit 2 gegenpolig in Serie geschalteten Z-Dioden (*SZX 21/5,1*) erforderlich. Diese Serienschaltung schließt man zwischen Masse und den Verbindungspunkt $R4$, V1 (4), V2 (5) an. U_e kann dann im Bereich $\pm$ 100 V (mit $R4 = 47$ kΩ: $U_{emax} = \pm$ 500 V) differieren. Die Genauigkeit, mit der das Über- oder Unterschreiten von U_r1 bzw. U_r2 gemeldet wird, beträgt $\approx \pm$ 1 mV. Mit Ausgang A lassen sich beliebige Folgeeinrichtungen (z. B. Relais) schalten. Für den Übergang z. B. auf TTL-Folgeschaltungen wird R_C vorgesehen ($\approx$ 4,7 kΩ), $+U_S$ ist in diesem Fall identisch mit der TTL-Speisespannung (5 V). Soll auf MOS-Folgeschaltungen (*U 10*-Serie, [3]) übergegangen werden, können T1 und $R5$ entfallen. Für diese Variante wird D3 durch einen Widerstand 47 kΩ ersetzt. An diesem Widerstand (Anschlußpunkt Anoden D1, D2) läßt sich das Ausgangssignal mit MOS-Logikpegel abnehmen.

Bild 5.2 verdeutlicht die Funktionsweise. Der Bereich zwischen

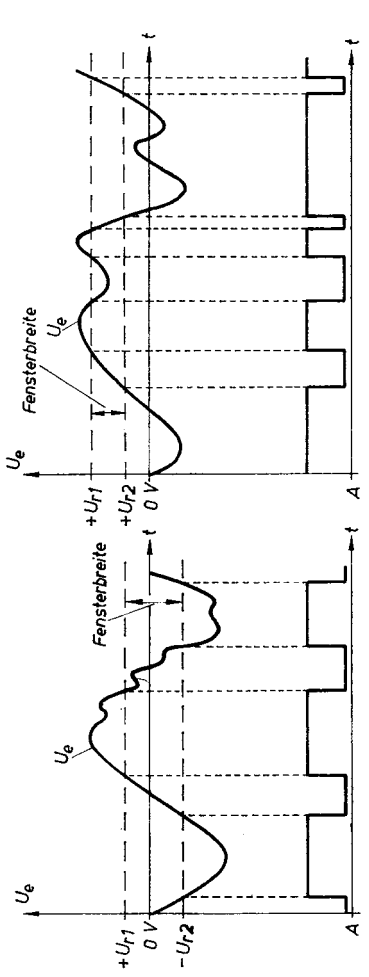


Bild 5.2: Zur Wirkungsweise des Fensterdiskriminators; a — Referenzspannungen mit unterschiedlichen Vorzeichen; die Spannung $U_e = 0$ liegt innerhalb des Fensters, b — Referenzspannungen mit gleichem Vorzeichen; die Spannung $U_e = 0$ liegt außerhalb des Fensters

U_r1 und U_r2 wird als „Fenster" bezeichnet. Die wirksame Fensterbreite (Mindestwert für sicheres Arbeiten etwa 3 bis 5 mV, Maximalwert 5 V) kann man nach Bild 5.1 mit $R3$ einstellen, während $R1$ und $R2$ die obere bzw. untere Schwelle (U_r1, U_r2) festlegen. Die Werte für $R1$, $R2$, $R3$ werden demzufolge je nach

Einsatz der Anordnung gewählt. Eine im Amateurbereich denkbare Anwendung ist die Kombination mit einem Lichtschrankenempfänger z. B. nach Bild 1.5, Bild 1.6 und Bild 1.7. Das (der Beleuchtungsstärke in einem gewissen Bereich proportionale) Ausgangssignal U_a dieser Lichtschrankenempfänger kann bei U_e in Bild 5.1 angeschlossen werden. U_r1 und U_r2 bestimmen dann die minimale und maximale Helligkeit, innerhalb welcher der Ausgang A (Bild 5.1) nach Masse durchgeschaltet ist. Eine solche mit Fensterdiskriminator versehene Lichtschranke reagiert daher nicht nur auf Unterbrechung (Abdunkeln) des Lichtstrahls, sondern auch auf größere Helligkeit, z. B. durch Licht fremder Herkunft. Professionell werden Fensterdiskriminatoren dieser Art z. B. (mit Schwellwerteinstellung nach Bild 5.2b) in der Kernphysik benutzt, um aus Impulsfolgen mit unterschiedlicher Amplitude (herrührend von Kernstrahlungsmeßgeräten) nur die Impulse mit einer bestimmten, mit dem „Fenster" vorgegebenen Amplitude herauszufiltern und zu zählen. Dadurch können Strahlungsteilchen mit definiertem Energiegehalt, die z. B. bestimmte Teilchenarten charakterisieren, selektiv erfaßt werden. Eine weitere Anwendung ist möglich in Fernseh-Servicewerkstätten zur ständigen Überwachung von Fernsehgeräten mit nur gelegentlich auftretenden Bildstörungen. Hierfür genügt es, den Fensterdiskriminator nach Bild 5.1 lediglich mit einem zwischen $+U_s$ (15 V) und U_e geschalteten Fotowiderstand sowie einem zwischen U_e und Masse geschalteten Einstellwiderstand (zum Empfindlichkeitsabgleich) – bei vorgegebenem Fotowiderstandsexemplar genügt ein einmalig erprobter Festwiderstand – zu einem Lichtempfänger zu erweitern. Der Fotowiderstand wird direkt an der Frontscheibe des Fernsehempfängers so angebracht (mit Gummisauger angeheftet), daß er eine Stelle mittlerer Helligkeit (Grautreppenmitte des auf Testbildempfang eingestellten Geräts) registriert. U_r1 und U_r2 werden gemäß Bild 5.2b so gewählt, daß U_e im Fensterbereich liegt. Es entsteht dann ein Ausgangssignal (das z. B. einen Summer betätigen kann; ratsam ist eine geeignete Selbsthalteschaltung, um kurze Störungen bleibend zu erfassen), sobald sich die Bildhelligkeit durch eine Störung verringert oder vergrößert. Summer (Tongenerator) und Selbsthalteschaltung (Flip-Flop) können für derartige Zwecke günstig in TTL-Technik mit einer einzigen IS *D 100* realisiert werden; Schaltbeispiele dafür bietet [3].

5.2. Stromfühler (Strom-Spannungs-Wandler)

Die Schaltung nach Bild 5.3 kann dazu verwendet werden, einen Stromfluß I_L – z. B. die Stromaufnahme eines Verbrauchers, mit R_L angedeutet – zu kontrollieren oder zu messen. R_L wird aus seiner Betriebsspannung $+U_L$ gespeist (U_L darf mit Rücksicht auf die Grenzdaten des *A 109*, auf Masse bezogen, nur im Bereich

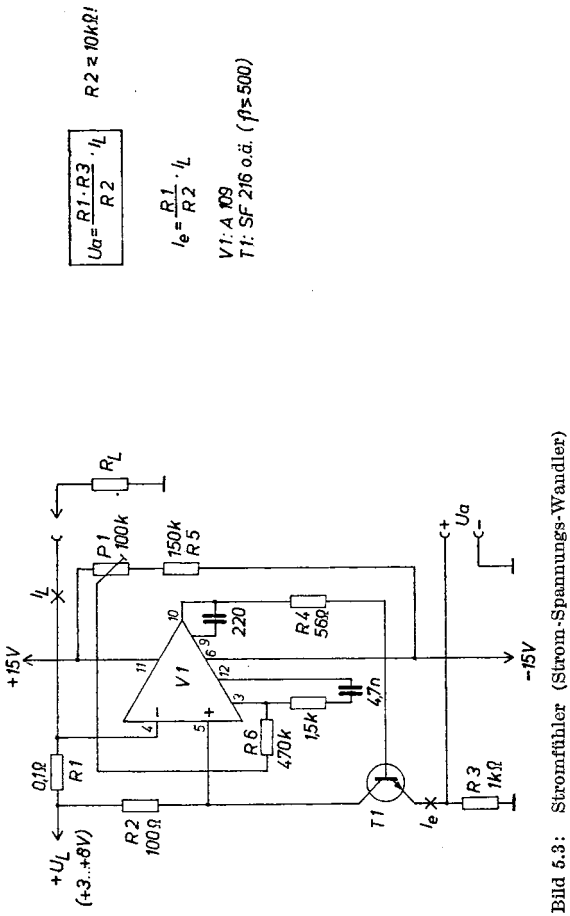


Bild 5.3: Stromfühler (Strom-Spannungs-Wandler)

3 bis 8 V gewählt werden). In der Zuleitung zu R_L liegt der Shuntwiderstand $R1$. Die über ihm abfallende, I_L proportionale Spannung wird von V1 so umgesetzt, daß sich bei U_a eine Ausgangsspannung einstellt, die I_L direkt proportional ist. Sie kann je nach Anwendungszweck und zu erfassendem I_L-Bereich mit der in Bild 5.3 angegebenen Beziehung festgelegt werden, wobei die Widerstände so zu wählen sind, daß $U_a \leq 0{,}5 \cdot U_L$ nicht überschritten wird. Mit den in Bild 5.3 angegebenen R-Werten ergibt sich ein Wandlerfaktor (U_a/I_L) von 1 V/1 A. Günstig ist die Einhaltung des Verhältnisses $R2 = 10^3 \cdot R1$, womit I_e (in mA) gleich I_L (in A) wird. Mit $P1$ kann man erforderlichenfalls den Offset korrigieren ($U_a = 0$, wenn $I_L = 0$). Wird die Schaltung nur als Stromflußindikator verwendet, können $P1$, $R5$, $R6$ entfallen.
Die Funktion beruht auf folgenden Zusammenhängen:
Es gilt $U_{R1} = R1 \cdot I_L$ sowie (mit der Näherung $I_{CT1} = I_{eT1}$, weshalb T1 eine Stromverstärkung $\beta \geq 500$ haben soll, wenn die Schaltung für genaue Meßwandler benutzt wird) $U_{R2} = R2 \cdot I_e$. Bei einer Differenzeingangsspannung von 0 V an V1 ist $U_{R1} = U_{R2}$. Hieraus folgt:

$$R1 \cdot I_L = R2 \cdot I_e \,. \tag{4}$$

Weiterhin gilt $U_a = R3 \cdot I_e$. Nach I_e umgestellt und in Gleichung (4) eingesetzt, ergibt sich

$$R1 \cdot I_L = \frac{R2 \cdot U_a}{R3}$$

und nach Umstellung

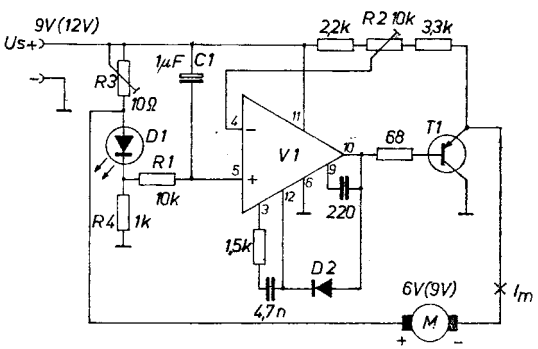
$$U_a = \frac{R1 \cdot R3}{R2} \cdot I_L \,. \tag{5}$$

Entsprechend dem Stromfluß I_L durch $R1$ führt V1 seine Ausgangsspannung stets so nach, daß $U_{R1} = U_{R2}$ wird. Den dafür durch $R2$ erforderlichen Stromfluß bewirkt T1. Er ist bei ausreichend großem β von T1 identisch mit I_e. Der Spannungsabfall über $R3$ ist also dem Strom I_L direkt proportional. Der Temperaturkoeffizient von T1 geht nicht in U_a ein, und über $R1$ tritt nur geringer Spannungsabfall (0,1 V) auf. Bei anderer Bemessung der Widerstände kann I_L im mA-Bereich liegen. Wird $R3$ gegen $-U_s$ (-15 V) statt gegen Masse gelegt und U_a parallel zu $R3$ abgenommen, kann U_L eine Wechselspannung bzw. I_L ein Wechsel-

strom sein. Schaltet man für Meßzwecke z. B. einen Präzisionsgleichrichter (nach [1]) parallel zu $R3$, lassen sich auf diesem Weg Wechselströme messen. Für die Anwendung als Stromflußindikator kann statt $R3$ direkt eine Leuchtdiode (*VQA 12* bis *VQA 33*) ohne Vorwiderstand eingesetzt werden, wenn man $R2$ so bemißt, daß bei I_{Lmax} der für die LED zulässige Maximalstrom von 20 mA bei I_e nicht überschritten wird. Bei Umdimensionierung der Widerstände sollte von $R1$ ausgegangen und für den Spannungsabfall an $R1$ bei I_{Lmax} $U_{R1} = 0{,}1$ V zugrundegelegt werden.

5.3. Motordrehzahlregler für Magnetbandantriebe

Eine relativ einfache, sehr exakt arbeitende Drehzahlregelung für Kleinstmotoren läßt sich nach Bild 5.4 realisieren. Die Regelung hält die Motordrehzahl sowohl bei Speisespannungsänderungen wie bei Motorlaständerungen konstant. Die Schaltung benötigt eine Referenzspannung von etwa 1,6 V, die hier mit der Leuchtdiode D1 erzeugt wird. Gegenüber der (ersatzweise möglichen) Serienschaltung zweier Siliziumdioden garantiert eine Leuchtdiode für D1 – die also keinerlei Anzeigefunktion hat und innerhalb des Schaltungsaufbaus angeordnet wird – einen gerin-



V1: A 109
T1: KFY 18 o.ä. (pnp; β≈100; Pv=0,6 W) (Im≈0,2 A)
(Im>0,1 A: T1 mit Kühlstern!)
D1: VQA 12; VQA 13 (U_F≈1,6 V) oder 2 x SAY 32 in Serie
D2: SAY 32 o.ä.

Bild 5.4: Motordrehzahlregelung für Magnetbandgeräte

geren Einfluß von Umgebungstemperaturänderungen auf die Motordrehzahl.

Zur Erläuterung der Wirkungsweise sei zunächst $R3 = 0$ angenommen. Am Verbindungspunkt $R1$, $R4$, D1 stellt sich somit die Referenzspannung mit dem Wert $U_S - U_{FD1}$ ein. Im Einschaltmoment ist $C1$ noch nicht geladen, die Spannung an (5) des V1 wird deshalb zunächst etwa U_S, ebenso die Emitterspannung des (als Emitterfolger arbeitenden) T1. Die Motorspannung ist also ≈ 0 V und somit zunächst $I_m = 0$. Am Schleifer des $R2$ liegt die Spannung $U_{R2} \approx U_S$. Sobald sich $C1$ aufgeladen hat, ist die Spannung an (5) des V1 um den Wert der Diodenflußspannung von D1 verringert, und Ausgang V1 wird negativer. Damit sinkt das Emitterpotential von T1, der Motor läuft. Gleichzeitig sinkt infolge Spannungsteilung U_{R2} am Schleifer von $R2$ ab, und zwar so weit, bis $U_{R2} = U_S - U_{FD1}$ erreicht ist. Diesen Zustand hält V1 konstant. Es hängt also von $R2$ ab, bis zu welcher Spannung das Emitterpotential des T1 absinkt. Mit $R2$ wird die Motorspannung und damit die Solldrehzahl eingestellt. Da der Motor zwischen $+U_S$ und dem Emitter von T1 liegt und V1 in der beschriebenen Weise für konstant bleibende Spannungsdifferenz zwischen $+U_S$ und Emitter von T1 sorgt, bleibt die Motorspannung auch bei Änderung von $+U_S$ konstant. Wegen des für die Funktion erforderlichen restlichen Spannungsabfalls (Kollektor-Emitter-Spannung T1, Mindestwert gegeben durch den möglichen Ausgangsspannungshub des V1) muß die Nennspannung des Motors unter dem Wert $+U_S$ liegen. Richtwert für die Motornennspannung U_M bei gegebener Speisespannung U_S ist $U_M \approx 0{,}5$ bis $0{,}7 \cdot U_S$. Im Hinblick auf die Grenzbelastbarkeit von T1 soll der Motorstrom I_m nicht über 0,2 A liegen; man muß außerdem den Motoranlaufstrom (meßbar bei von Hand blockiertem Anker), der maximal 0,3 A betragen darf, prüfen. Liegt I_m oberhalb 0,1 A, ist für T1 bereits ein Kühlstern erforderlich.

Die Schaltung enthält mit $R3$ eine positive Rückkopplung, die Laständerungen des Motors erfaßt. Wird der Motor stärker belastet, beginnt die Drehzahl abzusinken, wodurch I_m steigt. I_m bewirkt über $R3$ einen zusätzlichen Spannungsabfall, der sich zur mit D1 erzeugten Referenzspannung addiert. Mit steigendem I_m fällt also die Spannung an (5) des V1, womit das Emitterpotential von T1 nach Masse nachgeführt wird, bis wieder über $R2$ die Eingangsspannungsgleichheit an den V1-Eingängen hergestellt

ist. Der Motor erhält erhöhte Betriebsspannung und gleicht damit die stärkere Belastung aus. $C1$ arbeitet mit $R1$ als Tiefpaßfilter und vermeidet Regelschwingungen. Man gleicht zunächst mit $R2$ auf die Solldrehzahl ab ($R2$ in Richtung $+U_s$ verstellt, ergibt steigende Drehzahl), danach wird $R3$ so abgeglichen, daß die Drehzahl bei unterschiedlicher Motorbelastung konstant bleibt. Der Wert von $R3$ ist weitgehend von den jeweiligen Motordaten abhängig; 10 Ω sind ein Richtwert. Falls bei plötzlichen Belastungsänderungen des Motors die Drehzahl kurzzeitig pendelt (bei Magnetbandgeräten: Jaulen), kann erforderlichenfalls $C1$ im Wert optimiert werden. Für spezielle Anwendungen mit hohen Anforderungen an das dynamische Regelverhalten läßt sich zu diesem Zweck auch $R1$ im Bereich 5 bis 50 kΩ abgleichbar gestalten. Die Speisespannung muß im Hinblick auf die Aussteuerbarkeit des V1 mindestens 9 V betragen. Diese Schaltung kann man bis $U_s = 24$ V (wenn die Belastbarkeit von T1 beachtet wird; eventuell mit leistungsstärkerem Transistortyp) verwenden. Für T1 eignen sich auch die aus Restbeständen noch weitverbreiteten Germanium-pnp-Leistungstransistoren (*GD 240* u. ä., $\beta \geq 100$!), gegebenenfalls in Tandem- (*Darlington*-) Schaltung mit T1.
Die Gleichtakteingangsspannung des V1 liegt bei dieser Schaltung relativ nahe an $+U_s$; trotzdem läßt sich, wie Versuche zeigten, ein *A 109* für Betriebsspannungen bis $U_s = +12$ V noch verwenden. Für höhere Betriebsspannungen sind Operationsverstärker mit größerer zulässiger Gleichtakteingangsspannung (z. B. *Typ 741* u. ä. Äquivalente) zu bevorzugen, oder es muß für D1 eine Z-Diode geeigneter Spannung (z. B. *SZX 21/6,2 ... 8,2*) eingesetzt werden.

5.4. NF-Pegelspitzenanzeiger (Übersteuerungskontrolle)

Für NF-Leistungsverstärker wünscht man sich gelegentlich eine einfache Aussteuerungskontrolle, die Übersteuerungen anzeigt. Bild 5.5 zeigt eine Schaltung, die parallel zum vorhandenen Lautsprecher anzuschließen und aus einer im Verstärker vorhandenen Betriebsspannung zwischen 10 und 16 V mitzuspeisen ist. Die 2. Speisespannung (−8 bis −16 V) ist entweder im Endverstärker ebenfalls bereits vorhanden oder kann mit einfacher Gleichrichterdiode und Ladekondensator aus dem Netz-

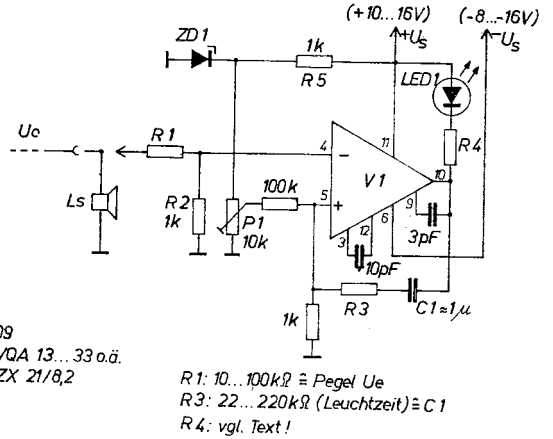


Bild 5.5: NF-Pegelspitzenanzeiger (Übersteuerungskontrolle)

transformator leicht abgeleitet werden. Stehen im Verstärker für $+U_S$ und $-U_S$ höhere als die angegebenen Spannungen zur Verfügung, reduziert man diese am zweckmäßigsten durch die *Serien*schaltung einer Z-Diode geeigneter Spannung in der entsprechenden U_S-Zuführung (Bild 5.5). Die NF-Eingangsspannung U_e wird parallel zum vorhandenen Lautsprecher abgegriffen. $R1$ bemißt man entsprechend dem an Ls bei Vollaussteuerung vorhandenen NF-Pegel, was entweder nach Versuch oder näherungsweise nach der zugeschnittenen Größengleichung (gültig für $R2 = 1$ kΩ)

$$R1 \approx 20 \cdot \sqrt{P\sim \cdot R_{Ls}} \quad (R1 \text{ in k}\Omega,\ P\sim \text{ in W},\ R_{Ls} \text{ in } \Omega)$$

möglich ist, wenn Lautsprecherimpedanz R_{Ls} und die für Vollaussteuerung gültige NF-Leistung $P\sim$ bekannt sind. Der genaue Abgleich der Ansprechschwelle läßt sich mit $P1$ durchführen.
Die Schaltung arbeitet als von den NF-Pegelspitzen getriggerter Monoflop (zur Wirkungsweise des monostabilen Multivibrators siehe [1]). ZD1 stellt über $P1$ an V1 (5) eine Referenzspannung bereit. Solange U_e unter deren Wert bleibt, ist der V1-Ausgang positiv und Leuchtdiode LED1 erloschen. Durch U_e-Spannungsspitzen, die den an $P1$ abgegriffenen Referenzspannungswert übersteigen, wird der Monoflop ausgelöst, wobei für eine von $R3$, $C1$ bestimmte

Zeitdauer Ausgang V1 negativ wird – LED1 leuchtet auf. Mit $C1$ und $R3$ kann die Leuchtdauer auf guten visuellen Eindruck festgelegt werden. Günstig sind Leuchtzeiten um 0,1 bis 0,3 s. Die Leuchtdiode zeigt einzelne Übersteuerungsspitzen durch einmaliges Blinken, ständige Übersteuerung durch regelmäßiges Blinken – bei starker Übersteuerung durch Dauerlicht – an. $R4$ wird entsprechend den vorhandenen Speisespannungen gewählt, so daß sich ein LED-Strom von maximal etwa 15 mA einstellt. Als Richtwert für $R4$ gilt (für die Summe der Betriebsspannungen $|+U_s|, |-U_s|$) bei $\pm U_s = 18$ bis 24 V: $R4 = 1$ kΩ und bei $\pm U_s = 24$ bis 32 V: $R4 = 1{,}5$ kΩ. Verwendet man für V1 den preiswerten *R 109*, wird diese einfache Kontrollschaltung relativ billig. Man kann auf ZD1 verzichten, wenn $R5$ so weit vergrößert wird, daß mit der gegebenen Speisespannung $+U_s$ über $P1$ etwa 8 V abfallen. Bei Verzicht auf ZD1 wird die mit $P1$ eingestellte Ansprechschwelle selbstverständlich abhängig von Speisespannungsschwankungen, was man jedoch bei einfachen Kontrolleinrichtungen in Kauf nehmen kann.

5.5. Nachbildung einer variablen Kapazität

Beim Entwurf eigener Schaltungen steht auch der Amateur oft vor der Aufgabe, eine Kapazität im unteren µF-Bereich optimieren oder auf einen genauen Wert abgleichen zu müssen, z. B. für Verzögerungs- oder Zeitschaltglieder, bei denen aus anderweitigen Gründen eine Veränderung der meist vorhandenen zeitbestimmenden Widerstände nachteilig oder nicht möglich ist. Wünschenswert wäre in solchen Fällen eine einstellbare Kapazität nach Art des bekannten Drehkondensators, die sich aber nur bis zu Kapazitätswerten von einigen hundert Picofarad realisieren läßt. Bild 5.6 zeigt eine Schaltung, die, wenn der Bauelementeaufwand noch sinnvoll ist, gelegentlich einen interessanten konstruktiven Ausweg darstellt. An den Anschlußklemmen dieser Schaltung wird eine „Ersatzkapazität" C_{ers} nachgebildet, die dem Wert von $C1$, multipliziert mit einem an $P1$ einstellbaren Faktor, entspricht. C_{ers} ergibt sich aus den in Bild 5.6 angegebenen Beziehungen. Mit der angegebenen Widerstandsdimensionierung kann C_{ers} im Bereich zwischen etwa 1,05 bis 11,5 · $C1$ variiert werden, wobei $P1$ sinngemäß die Funktion eines „Dreh-

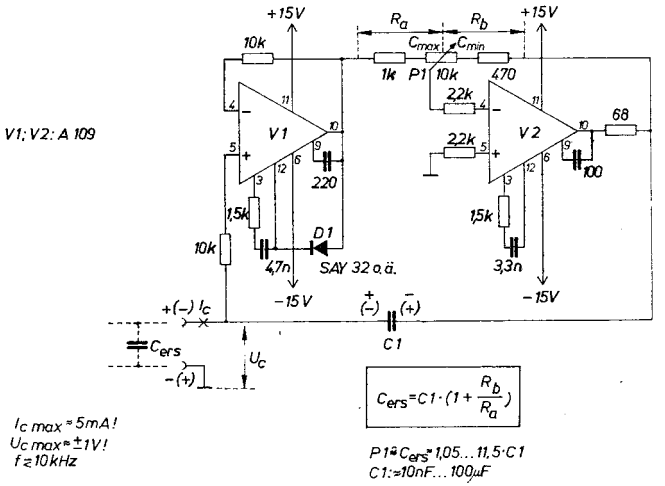


Bild 5.6: Schaltung zur Nachbildung einer variablen Kapazität

kondensators" übernimmt, dessen „Anfangskapazität" (Minimalkapazität) etwa gleich $C1$ ist. Die Anschlußklemmen dieses „Drehkondensators" stellen C_{ers} dar. $C1$ kann im Bereich zwischen 10 nF und 100 μF liegen, so daß sich mit dieser Schaltung beispielsweise ein zwischen 105 bis 1150 μF einstellbarer „Drehkondensator" realisieren läßt, wenn $C1 = 100$ μF gewählt wird. $C1$ sollte vorzugsweise ein Foliekondensator sein, je nach Polarität der bei C_{ers} auftretenden Eingangsspannung können jedoch auch entsprechend gepolte Elektrolytkondensatoren verwendet werden (die in Klammer angegebenen Polaritäten bei $C1$ und C_{ers} gehören zusammen). Im Hinblick auf die Grenzdaten der benutzten *A 109* und die aus der angegebenen Dimensionierung resultierenden Aussteuerungsverhältnisse darf der bei I_C in den scheinbaren Kondensator C_{ers} fließende Strom 5 mA nicht überschreiten. Die an C_{ers} auftretende Spannung U_c – die auch eine Wechselspannung mit einer Frequenz bis maximal etwa 10 kHz sein kann – darf einen Spitzenwert von $\pm$ 1 V nicht übersteigen. Die Funktionsweise läßt sich vereinfacht wie folgt erklären. V1 arbeitet als Impedanzwandler (Spannungsfolger) für die bei U_c angelegte Spannung. V2 arbeitet als Verstärker, wobei mit $P1$ die Spannungsverstärkung zwischen $V_u \approx 1{,}05$ und 11,5 variiert

werden kann. Die praktisch nutzbare Grenze für V_u ist durch die vorzugsweise in V2 entstehende, von V_u – und damit der Stellung von $P1$ – abhängige zusätzliche Phasendrehung gegeben, die bei steigender V_u oder höheren Frequenzen C_{ers} zunehmend zu einer komplexen Größe macht. Bei ungünstigen Bedingungen kann die Anordnung dann sogar in Selbsterregung kommen, weshalb sich die Verstärkung V_u für V2 nicht wesentlich mehr als im Verhältnis 1:10 variieren läßt. Die Frequenzgangkompensation für V2 ist in diesem Sinne ein Kompromiß für einen mittleren Verstärkungsgrad.

Es sei angenommen, daß U_c an C_{ers} ansteigt. Damit steigt auch die Ausgangsspannung des V1 ($V_u = 1$). Da V2 invertierend arbeitet, senkt dessen Ausgang den „Fußpunkt" (rechten Anschluß) des $C1$ spannungsmäßig ab, und zwar im Verhältnis der mit $P1$ eingestellten Verstärkung. Beträgt die gesamte Schleifenverstärkung z. B. $V_u = 10$, wird – wenn U_c um 1 V positiver wird – der rechte Anschluß des $C1$ um 10 V negativer. An $C1$ ist also eine Spannungsänderung von 11 V zu registrieren. Bei einem gegebenen äußeren Quellenwiderstand wird damit auch I_c den 11fachen Wert desjenigen Stroms annehmen, der zustande käme, wenn $C1$ direkt bei C_{ers} an den Eingangsklemmen läge. Damit scheint $C1$, mit dem 11fachen Wert vergrößert, an den Eingangsklemmen vorhanden zu sein. Diese vereinfachte Betrachtung zeigt bereits, daß der an C_{ers} wirksam werdende C-Wert direkt $C1$, multipliziert mit dem Betrag der durch $P1$ wählbaren Schleifenverstärkung, entspricht. Da sowohl der Strom I_c als auch der U_c entgegengerichtete, um den Betrag V_u größere Spannungshub vom Ausgang des V2 aufgebracht werden muß, bestimmt dessen Aussteuerbarkeit die maximal an den Eingangsklemmen möglichen Betriebswerte für die scheinbare Kapazität C_{ers}. Der Betrag der Kapazität an den C_{ers}-Klemmen ist, wie die Funktionsweise erkennen läßt, lediglich von $C1$ und der vorhandenen Schleifenverstärkung abhängig, solange Übersteuerungen (V2) und zusätzliche Phasendrehungen durch zu schnelle Änderung von U_c (zu hohe Frequenz) vermieden werden. Da die Schleifenverstärkung nur vom Verhältnis der Teilwiderstände R_a, R_b abhängt, gehen Betriebsspannungsschwankungen der OPV-Speisespannungen nicht merklich in den Wert C_{ers} ein. Mit hochwertigen Foliekondensatoren bei $C1$ ist daher auch eine recht gute Kapazitätskonstanz für C_{ers} zu erwarten.

Literatur

[1] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker *A 109*; Band 170 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1979

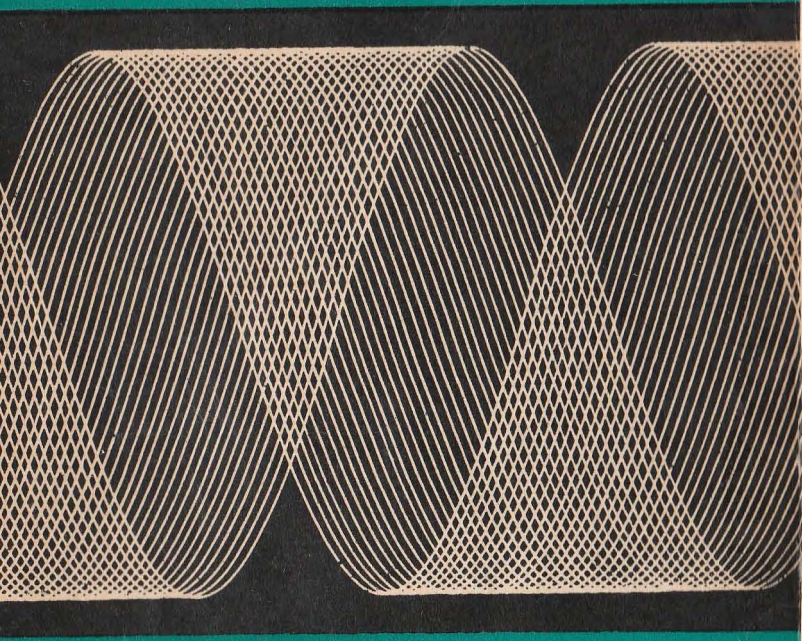
[2] *Jakubaschk, H.*: Amateurtontechnik; Militärverlag der DDR, Berlin, (3. Auflage), erscheint voraussichtlich 1981

[3] *Jakubaschk, H.*: Das große Schaltkreisbastelbuch; Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[4] *Weissflog, A.*: Logarithmierbaustein zur Verarbeitung analoger Signale; radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974) H. 17, S. 551—552

[5] *Kilgenstein, O.*: Die grafische Ermittlung eisenloser Gegentakt-B-Endstufen; Funktechnik, 1976, H. 6, S. 152—161

[6] Карев, В.; Терехов, С.: Операционные усилители в усилителях мощности, н. 4; радио, 1977, Н. 10, S. 42—43

[7] *Altmann, R.*: Dimensionierung eines gleichspannungsgesteuerten Verstärkers; radio-fernsehen-elektronik, 27 (1978) H. 11, S. 696

[8] *Jakubaschk, H.*: MOSFET-Schaltungspraxis (Teil 1); Band 143 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1976